

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Факультет електроенерготехніки та автоматики

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

«На правах рукопису»
УДК _____



«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

_____ Сергій ПЕРЕСАДА
(підпис)

“ _____ ” _____ 20__ р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

за освітньо-професійною програмою «Електромеханічні системи

автоматизації, електропривод та електромобільність»

зі спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та

електромеханіка»

на тему:

Широтно-імпульсна модуляція в інверторах для керування електроприводом

змінного струму

Виконав: студент II курсу, групи ЕП-91мп


Клюцковський Артур Владиславович

(прізвище, ім'я, по батькові)


(підпис)

Науковий керівник проф., д.т.н. Михальський В.М.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ім'я, по-батькові)


(підпис)

Консультант _____

(назва розділу) (посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ім'я, по-батькові) (підпис)

Рецензент ст. викл. Котлярова В.В.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище, ім'я, по-батькові) (підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Студент 
(підпис)

Київ – 2020 р.

**Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»**

Факультет електроенерготехніки та автоматики

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність – 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Освітньо-професійна програма – «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій ПЕРЕСАДА
(підпис)

«__» _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту

Клюцковський Артур Владиславович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Широтно-імпульсна модуляція в інверторах для керування електроприводом змінного струму

науковий керівник дисертації проф., д.т.н. Михальський В.М.,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «__» _____ 20__ р. № _____

2. Строк подання студентом дисертації 11.12.2020

3. Об'єкт дослідження Динамічні та статичні показники перетворювачів частоти асинхронних електроприводів

4. Вихідні дані до дисертації $P_{2n}=7.5$ кВт, $\omega_n=71.17$ рад/с, $U_{ln}=380$ В, _____
 $p_n=3$, $J_d=0.058$ кг·м², $\eta=0.855$, $\cos(\varphi)_n=0.81$, $\lambda=2.3$, $S_k=0.26$, $S_n=0.032$. _____

5. Перелік завдань, які потрібно розробити 1) Виконати аналітичний огляд науково-технічної літератури та сформулювати основні задачі дослідження для досягнення

поставленої задачі. 2) Провести розрахунок параметрів електродвигуна та силового обладнання. 3) На основі розробленої структурної схеми створити математичну модель в програмному середовищі Matlab/Simulink для дослідження статичних та динамічних характеристик. 4) Провести дослідження режимів роботи математичної моделі та дослідити динамічні характеристики.

6. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу 1) Схема трифазного автономного інвертора напруги, 2) Стационарні стани АІН та діаграми напруг і функцій, 3) Структурна схема алгоритму непрямого векторного керування, 4) Функціональна схема електроприводу змінного струму, побудованого на основі перетворювача частоти, 5) Модель непрямого векторного керування в Simulink та рівняння регуляторів, 6) Графіки перехідних процесів.

7. Орієнтовний перелік публікацій Ключковський А.В. «Автономні інвертори з широтно-імпульсною модуляцією для асинхронних електроприводів».

8. Консультанти розділів дисертації*

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

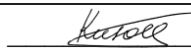
* Якщо визначені консультанти. Консультантом не може бути зазначено наукового керівника магістерської дисертації.

9. Дата видачі завдання 01.09.2020

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	1. Аналітичний огляд проблем підвищення якості вихідної напруги в перетворювачах частоти	20.09.2020	Виконано
	2. Підвищення якості електроенергії автономних інверторів напруги засобами широтно-імпульсної модуляції	04.10.2020	Виконано
	3. Розрахунок параметрів двигуна та силового обладнання	18.10.2020	Виконано
	4. Розробка та математичне моделювання системи векторного керування	06.11.2020	Виконано
	5. Розроблення стартап-проекту	20.11.2020	Виконано
	Документи для захисту. Остаточний варіант дисертації.	11.12.2020	Виконано

Студент


(підпис)

Ключковський А.В.

Науковий керівник дисертації


(підпис)

В.М. Михальський

* Консультантом не може бути зазначено наукового керівника магістерської дисертації.

РЕФЕРАТ



Магістерська дисертація містить 96 сторінок, 23 рисунків, 82 формули, 24 таблиць, 26 посилань та графічна частина на 6 аркушах формату А1.

В даній магістерській дисертації було проведено аналіз та розробку способів підвищення якості електроенергії на виході перетворювача частоти асинхронних електроприводів. Досліджено режими роботи автономних інверторів для підвищення якості електроенергії засобами широтно-імпульсної модуляції. Проведено розрахунок та вибір асинхронного двигуна та елементів силової частини.

Було промодельовано модель керування на основі математичної моделі асинхронного двигуна та досліджено динамічні характеристики за різними режимами роботи двигуна.

Розрахунок і реалізація даної магістерської дисертації забезпечувались за допомогою використання наступних програм: Microsoft Office Word 2016, Microsoft Office Visio 2013, Mathcad 15.0, MatLab R2009b, MathType 6.9, Splan 70.

ЕЛЕКТРОПРИВОД ЗМІННОГО СТРУМУ, ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ, ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНА МОДУЛЯЦІЯ, АВТОНОМНИЙ ІНВЕРТОР НАПРУГИ, ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ, КОЕФІЦІЄНТ ВИКОРИСТАННЯ НАПРУГИ, СИЛОВА ЧАСТИНА, СИСТЕМА КЕРУВАННЯ, МОДУЛЯЦІЙНІ ФУНКЦІЇ, НЕСИНУСОЇДАЛЬНІСТЬ.

					<i>141.5106.008.МД</i>			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Широтно-імпульсна модуляція в інверторах для керування електроприводом змінного струму	Літ.	Арк.	Аркушів
Розроб.		Клюцковський А.						
Перевір.		Михальський В.М					4	96
Н. Контр.		Котлярова В.В				<i>НТУУ «КПІ ім. І.Сікорського»</i> <i>Каф. АЕМС-ЕП</i> <i>Гр. ЕП -91мн</i>		
Затверд.		Пересада С. М.						

SUMMARY

The master's dissertation contains 96 pages, 23 figures, 82 formulas, 24 tables, 26 references and a graphic part on 6 sheets of A1 format.

In this master's dissertation the analysis and development of ways to improve the quality of electricity at the output of the frequency converter of asynchronous electric drives was carried out. The modes of operation of autonomous inverters for improving the quality of electricity by means of pulse-width modulation have been studied. The calculation and selection of the induction motor and elements of the power part are carried out.

The control model was modeled on the basis of the mathematical model of the induction motor and the dynamic characteristics of different modes of motor operation were investigated.

The calculation and implementation of this master's thesis were provided using the following programs: Microsoft Office Word 2016, Microsoft Office Visio 2013, Mathcad 15.0, MatLab R2009b, MathType 6.9, Splan 70.

ELECTRIC DRIVES, FREQUENCY CONVERTERS, PULSE WIDTH MODULATION, AUTONOMOUS INVERTER VOLTAGE VECTOR CONTROLS, UTILIZATION VOLTAGE POWER SECTION, CONTROL SYSTEMS, MODULATION FUNCTIONS, NESYNUSOIDALNIST.

					<i>141.5106.008.MD</i>			
	Letter	№ of doc.	Sign.	Date	Pulse-width modulation in inverters to control the AC drive			
Devel.	A.Klyutkovskiy	<i>Katolce</i>						
Checked	V. Mikhalsky	<i>Khove</i>						
N. Contr.	V.Kotlyarova							
Approved.	S. Peresada							
						L.	Page	Pages
							5	96
						NTUU «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», FEA		
						Gp. EP-91mp		

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ	8
ВСТУП	9
РОЗДІЛ 1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ПРОБЛЕМ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ В ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ЧАСТОТИ	12
1.1 Загальні відомості про перетворювачі частоти	12
1.2 Класифікація перетворювачів частоти	13
1.3 Визначення основних показників для оцінки несинусоїдальності напруг і струмів на вході та виході напівпровідникових перетворювачів	19
РОЗДІЛ 2 ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРІВ НАПРУГИ ЗАСОБАМИ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЇ МОДУЛЯЦІЇ	24
2.1 Неперервні модуляційні функції НШІМ	24
2.2 Широтно-імпульсна модуляція при керуванні АІН з використанням векторних підходів до формування напруг і струмів.....	28
2.3 Режим перемодуляції в АІН.....	41
РОЗДІЛ 3 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ ДВИГУНА ТА СИЛОВОГО ОБЛАДНАННЯ	47
3.1 Розрахунок номінальних даних двигуна	47
3.2 Розрахунок параметрів Т-подібної схеми заміщення	49
3.3 Розрахунок силової частини перетворювача частоти	54
3.3.1 Розрахунок некерованого випрямляча.....	54
3.3.2 Розрахунок автономного інвертора напруги.....	55
3.3.3 Розрахунок зарядного кола для заряду конденсатора.....	56
3.3.4 Розрахунок ємнісного фільтра.....	57
3.3.5 Розрахунок варистора та фільтру радіочастот	58
3.3.6 Розрахунок давачів струму та напруги	58

РОЗДІЛ 4 РОЗРОБКА ТА МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ	60
4.1 Формулювання задачі векторного керування	60
4.2 Синтез системи непрямого векторного керування швидкістю	62
4.3 Алгоритм непрямого векторного керування АД	67
4.4 Дослідження динамічних характеристик	71
РОЗДІЛ 5 РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЕКТУ	78
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	91
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	94

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ

АД – асинхронний двигун

АІН – автономний інвертор напруги

БПЧ – безпосередній перетворювач частоти

ВШІМ – векторна широтно-імпульсна модуляція

КВ – керований випрямляч

ККД – коефіцієнт корисної дії

МП – матричний перетворювач

НШІМ – неперервна широтно-імпульсна модуляція

ПЧ – перетворювач частоти і напруги

СИНШІМ – синусоїдальна широтно-імпульсна модуляція

СК – система керування

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція

ω^* - задана траєкторія швидкості

ψ^* - задана траєкторія потокозчеплення

M_n - номінальний момент

ω_{err} - похибка відпрацювання кутової швидкості

ψ_{err} - похибка відпрацювання потокозчеплення

ψ_d, ψ_q - складові потокозчеплення

i_d, i_q - складові струму

i_d^*, i_q^* - складові заданого струму

i_{derr}, i_{qerr} - похибки струмів

u_d, u_q - завдання складових напруги

i_a, i_b - складові струмів

u_a, u_b - завдання складових напруг

P_a, P_m - активна та механічна потужності

ВСТУП

Актуальність роботи. Забезпечення високої якості електроенергії на вході та виході напівпровідникових перетворювачів набуває все більшого значення з огляду на те, що на сучасному етапі світового технічного розвитку майже половина електроенергії, яка постачається споживачам, перед кінцевим використанням піддається перетворенню своїх параметрів. В основному це стосується перетворення частоти і напруги. Розробка принципів перетворення систем змінного струму однієї частоти і напруги у системи змінного струму іншої частоти і напруги (у тому числі з їх регулюванням) із забезпеченням при цьому високої якості перетвореної напруги і струму, що споживається від первинної системи живлення, та забезпеченням максимально можливого коефіцієнта використання первинної напруги при перетворенні є однією з основних проблем у сучасній електротехніці. Найбільшого розповсюдження при вирішенні цієї проблеми набули напівпровідникові дискретні (ключові) перетворювачі електроенергії, що обумовлено прогресуючим удосконаленням силових напівпровідникових приладів та засобів керування ними.

Дуже важливими є питання аналізу існуючих та створення нових принципів і методів підвищення якості електроенергії на вході та виході перетворювачів частоти і напруги. Тому розробка способів підвищення якості електроенергії на виході перетворювачів частоти асинхронних електроприводів є актуальною науково-прикладною задачею.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Магістерська дисертація виконана на кафедрі «Автоматизація електромеханічних систем та електроприводу» Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» відповідно до одного з наукових напрямків робіт кафедри і погоджено з планом підготовки магістрів.

Мета роботи і задачі дослідження. Розробка способів підвищення якості електроенергії на виході перетворювача частоти асинхронних електроприводів.

Для виконання поставленої задачі дослідження необхідно вирішити такі завдання:

1) Виконати аналітичний огляд науково-технічної літератури та сформулювати основні задачі дослідження для досягнення поставленої задачі.

2) Провести розрахунок параметрів електродвигуна та силового обладнання.

3) На основі розробленої структурної схеми створити математичну модель в програмному середовищі Matlab/Simulink для дослідження статичних та динамічних характеристик.

4) Провести дослідження режимів роботи математичної моделі та дослідити динамічні характеристики.

Об'єкт дослідження. Динамічні та статичні показники перетворювачів частоти асинхронних електроприводів.

Предмет дослідження. Перетворювачі частоти асинхронних електроприводів при застосуванні різних способів ШІМ.

Методи досліджень. В магістерській дисертації використані положення теорії електроприводу, основні поняття з основ електроніки та мікросхемотехніки, дослідження системи моделювання при використанні пакету програм Matlab/Simulink.

Практична цінність. Показано необхідність системного підходу до досліджень особливостей застосування різних методів імплантації складових нульової послідовності в сигнали задання з метою забезпечення максимального теоретично можливого коефіцієнта використання напруги джерела живлення при неспотворюючому формуванні вихідної напруги АІН.

Публікації. Ключковський А.В. «Автономні інвертори з широтно-імпульсною модуляцією для асинхронних електроприводів».

Обсяг і структура дисертації. Дисертаційна робота складається зі вступу, 5 розділів, висновків та переліку посилань. Повний обсяг дисертації становить 96 сторінок, 23 рисунки, 24 таблиці та 6 аркушів формату А1 графічної частини.

РОЗДІЛ 1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ПРОБЛЕМ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ В ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ЧАСТОТИ

В даному розділі буде ознайомлення із загальними відомостями про перетворювачі частоти, розглянуто детальну класифікацію перетворювачів частоти, визначено показники для оцінки несинусоїдальності напруг і струмів на вході та виході перетворювачів та наведено основні енергетичні показники якості електроенергії в перетворювачах.

1.1 Загальні відомості про перетворювачі частоти

Перетворювачі частоти (ПЧ) в електроприводі є силовим перетворювачем електричної енергії, вхід якого підключений до мережі живлення з нерегульованими значеннями напруги U_1 і частоти f_1 , а на виході забезпечуються регульовані значення напруги U_2 та частоти f_2 залежно від завдання чи керуючих сигналів U_k (рис. 1.1.1).

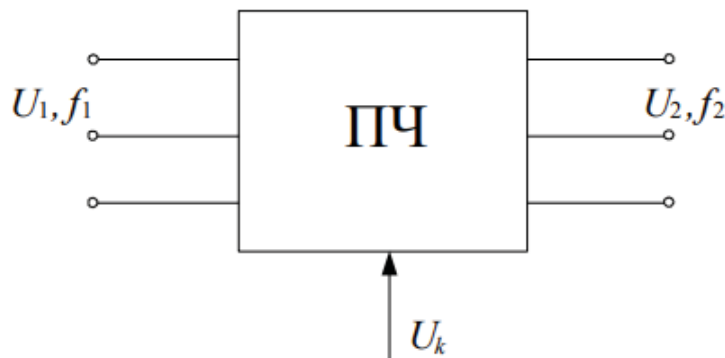


Рисунок 1.1.1 – Перетворювач частоти в електроприводі

Використання ПЧ забезпечує економічні способи регулювання швидкості і моменту електродвигунів змінного струму. Залежно від типу електропривода ПЧ може бути підключеним між мережею живлення та обмоткою статора двигуна (частотно-керований ЕП, рис. 1.1.2, а), або між роторною обмоткою двигуна та мережею живлення (наприклад, в ЕП з машиною подвійного живлення, як це показано на рис. 1.1.2, б). Таке включення дозволяє зменшити встановлену потужність ПЧ, проте вимагає використання електродвигуна з фазним ротором.

Схема будь-якого перетворювача частоти складається із силової та керуючої частин. Силова частина виконана на тиристорах чи транзисторах, які працюють у режимі електронних ключів. Керуюча частина виконується з використанням цифрових мікропроцесорів і забезпечує керування силовими електронними ключами, а також розв'язання великої кількості допоміжних задач (контроль, діагностика, захист).

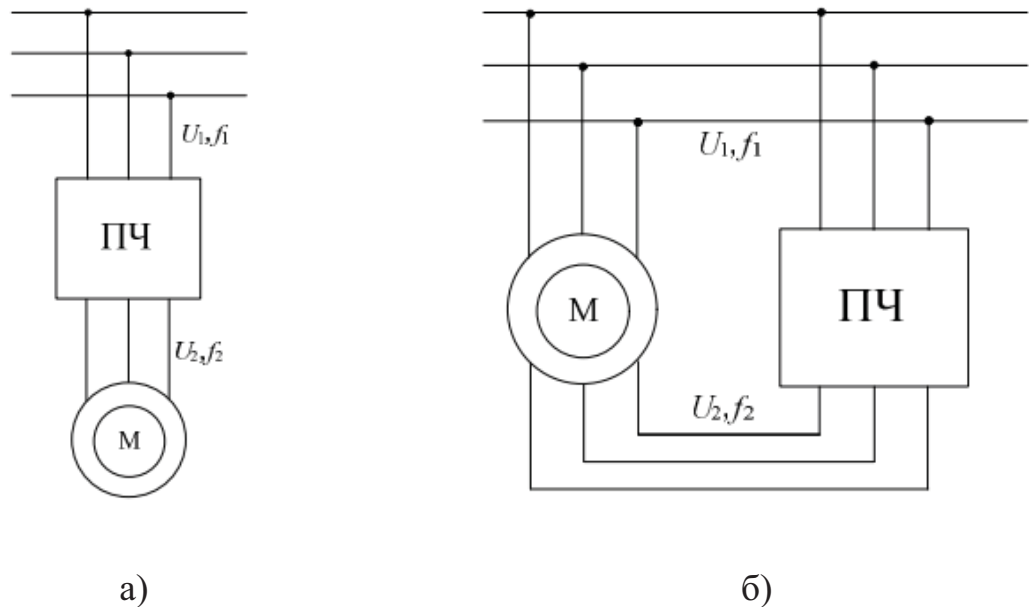


Рисунок 1.1.2 – Можливі схеми підключення перетворювачів (а- між мережею живлення та статорною обмоткою, б – між роторною обмоткою та мережею живлення)

1.2 Класифікація перетворювачів частоти

На рис. 1.2.1 наведено умовну класифікацію перетворювачів частоти, у якій виділено чотири класифікаційні ознаки. Залежно від величини номінальної напруги перетворювачі бувають низьковольтними (220 В, 380 В, 660 В) і високовольтними (1140 В, 3 кВ, 6 кВ, 10 кВ) [1].

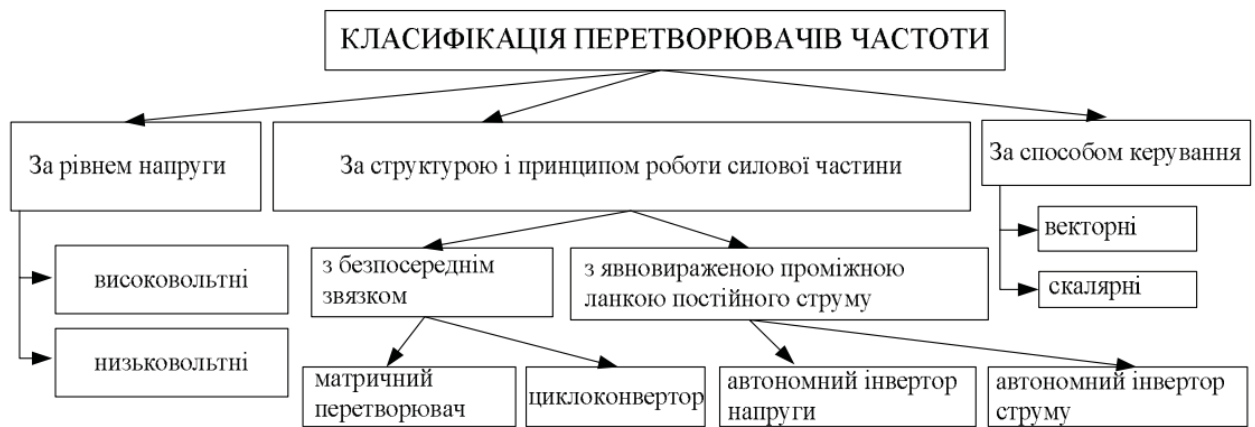


Рисунок 1.2.1 – Класифікація перетворювачів частоти

Розрізняють два основні принципи керування перетворювачами частоти – скалярне і векторне.

При скалярному керуванні відбувається формування фазних напруг на основі заданих значень амплітуди і частоти, які отримуються шляхом широтно-імпульсної модуляції (ШІМ).

Скалярне керування забезпечує постійну перевантажувальну здатність електропривода незалежно від частоти напруги, проте має місце зниження моменту, що створюється двигуном, при низьких частотах (при $f \leq 0.1f_n$). Максимальний діапазон регулювання швидкості обертання ротора при незмінному моменті опору для ЕП зі скалярним керуванням досягає 1:10.

Даний принцип є найпростішим способом реалізації частотного керування і використовується для привода механізмів, які не висувають високих вимог до якості регулювання швидкості. У першу чергу, це стосується електроприводів насосів, вентиляторів, компресорів. Даний клас механізмів має широку потенційну здатність енерго- і ресурсозбереження, які успішно реалізуються при впровадженні вказаного типу перетворювачів.

Недоліками скалярного керування без зворотних зв'язків (при законі керування $U / f = const$) є:

- низька якість регулювання швидкості керуючої і збурюючої дій;
- відсутність режиму роботи на упор, тобто при надмірних моментах навантаження привод вимикається під дією струмового захисту;

- важко реалізувати керування потокозчепленням у функції моменту двигуна.

Для реалізації більш складних законів керування використовуються замкнені системи регулювання з різними зворотними зв'язками. Скалярні закони керування значно спрощуються, якщо здійснювати регулювання струму статора, а не напруги. Така система електропривода порівняно із частотним скалярним керуванням напруги статора має значно кращі динамічні показники та статичні характеристики, забезпечує обмеження моменту двигуна на заданому рівні, незалежно від швидкості двигуна. Основними недоліками скалярного частотно-струмового керування є:

- втрата контролю за моментом двигуна в перехідному режимі через велику інерційність контуру регулювання;
- забезпечення незмінності магнітного потоку для статичного режиму роботи у зв'язку з формуванням струму статора у функції абсолютного ковзання;
- усереднення відображення системи трифазних струмів у зв'язку з контролем струму статора постійним випрямленим струмом.

До другого принципу систем керування належить система векторного керування, яка забезпечує характеристики асинхронного двигуна близькі до регульованого електропривода постійного струму. Ці властивості системи досягаються за рахунок розділення каналів регулювання потокозчеплення і швидкості обертання електродвигуна, що неможливо при використанні скалярного керування.

На сьогодні сформувалося два основні класи систем векторного керування – бездавачеві системи (без датчика швидкості на валу двигуна) і системи зі зворотним зв'язком за швидкістю. Вибір того чи іншого методу векторного керування визначається галуззю використання електропривода. При невеликих діапазонах зміни швидкості (не більше 1:100) і вимогах до точності не більше $\pm 0,5\%$ використовують бездавачеве векторне керування. Якщо швидкість обертання валу змінюється в широких межах (до 1:10000 і

вище) і висуваються вимоги до високої точності підтримки швидкості обертання (до $\pm 0,02\%$ при частотах обертання менше 1 Гц) або якщо необхідне позиціонування валу, а також за необхідності регулювання моменту на валу двигуна на дуже низьких частотах обертання, використовують методи векторного керування зі зворотним зв'язком за швидкістю.

Використання векторного керування має наступні переваги:

- висока точність регулювання швидкості;
- плавне, без ривків, обертання двигуна в області малих частот;
- здатність забезпечення номінального моменту на валу при нульовій швидкості (за наявності датчика швидкості);
- швидка реакція на зміну навантаження: при різких стрибках навантаження практично не відбуваються стрибки швидкості;
- забезпечення такого режиму роботи двигуна, при якому знижуються втрати на нагрівання і намагнічування, підвищення КПД.

Залежно від структури і принципу роботи силової частини розрізняють два класи перетворювачів частоти:

- з явно вираженою проміжною ланкою постійного струму;
- з безпосереднім зв'язком (без проміжної ланки постійного струму).

Кожен із класів перетворювачів має свої переваги і недоліки, які визначають галузь раціонального їх використання.

Перетворювач частоти з безпосереднім зв'язком являє собою керований випрямляч, виконаний на базі тиристорів. Система керування почергово відкриває групи тиристорів і підключає обмотки статора двигуна до мережі живлення.

Таким чином, вихідна напруга перетворювача формується із «вирізаних» ділянок синусоїди вхідної напруги. На рис. 1.2.2 показано приклад формування вихідної напруги для однієї з фаз навантаження. На вході перетворювача отримується трифазна синусоїдальна напруга u_a, u_b, u_c .

Напруга на виході $u_{вих}$ має несинусоїдальну «пилоподібну» форму, яку умовно можливо апроксимувати синусоїдою.

«Різана» синусоїда на виході перетворювача є джерелом вищих гармонік, які викликають додаткові втрати в електричному двигуні, перегрівання електричної машини, зниження моменту, перешкоди в мережі живлення. Використання компенсуючих пристроїв призводить до підвищення вартості, маси, габаритів, зниження ККД системи в цілому.

Проте перетворювачі з безпосереднім зв'язком мають також і переваги:

- практично найвищий ККД відносно інших перетворювачів (до 98 %);
- здатність працювати з високими напругами і струмами, тобто використання їх у потужних високовольтних електроприводах;
- відносно невисока вартість, не дивлячись на підвищення абсолютної вартості за рахунок схем керування і додаткового обладнання.

До даного виду перетворювачів належать циклоконвертори і матричні перетворювачі.

Циклоконвертор містить реверсивні тиристорні перетворювачі, які об'єднанні так, що на виході формується трифазна система випрямлених напруг, середнє значення яких змінюється за синусоїдальним законом. Вихідна частота основної гармоніки може змінюватися майже від нульового значення до 20...25 Гц. Обмеження верхнього значення для вихідної частоти зумовлене необхідністю обмеження впливу низькочастотних гармонік напруги на роботу електричної машини. Схему циклоконвертора наведено на рис. 1.2.2, де ключі К1-К3 працюють у режимі ключів безпосереднього перетворювача із циклічним керуванням і широтно-імпульсним регулюванням. Енергія струму накопичувального дроселя L циклоконвертора передається «порціями» через ключ К4 у накопичувальний конденсатор, забезпечуючи підвищення вихідної напруги порівняно з вхідною.

Циклоконвертор є засобом одержання дуже низьких частот для електроприводів механізмів великої потужності, які потребують низьких значень швидкості. Високий рівень і різноманітність гармонік вихідної

напруги та вхідних струмів, особливо наявність гармонік низької частоти, робить неможливим їхню фільтрацію з усіма впливаючими звідси негативними наслідками.

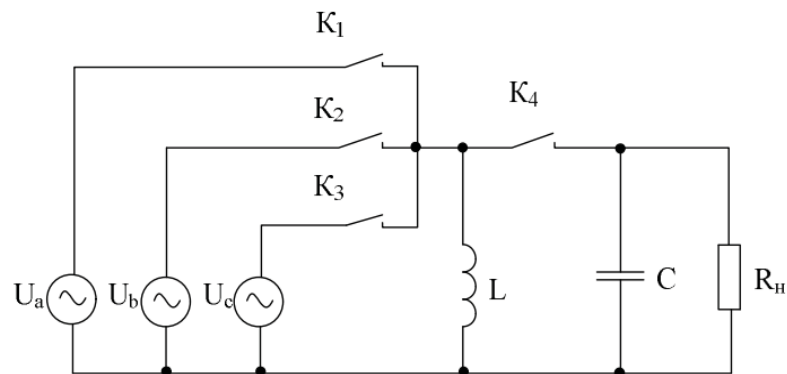


Рисунок 1.2.2 - Структурна схема циклоконвертора

Існують два типи перетворювачів з проміжною ланкою постійного струму: ПЧ з автономним інвертором напруги (АІН) і автономним інвертором струму (АІС). Перший тип перетворювачів має властивості джерела напруги, який формує на виході періодичну криву напруги, а форма струму визначається властивостями навантаження. Інший тип перетворювачів забезпечує на виході деяку, наперед задану форму струму, а напруга залежить від властивостей навантаження.

В схемі АІН (рис. 1.2.4) використовуються повністю керовані ключі: транзистори або тиристори, що вимикаються за колом керування. Тиристори, що не вимикаються за колом керування, використовуються в комбінації з вузлами примусової комутації з попередньо зарядженим конденсатором.

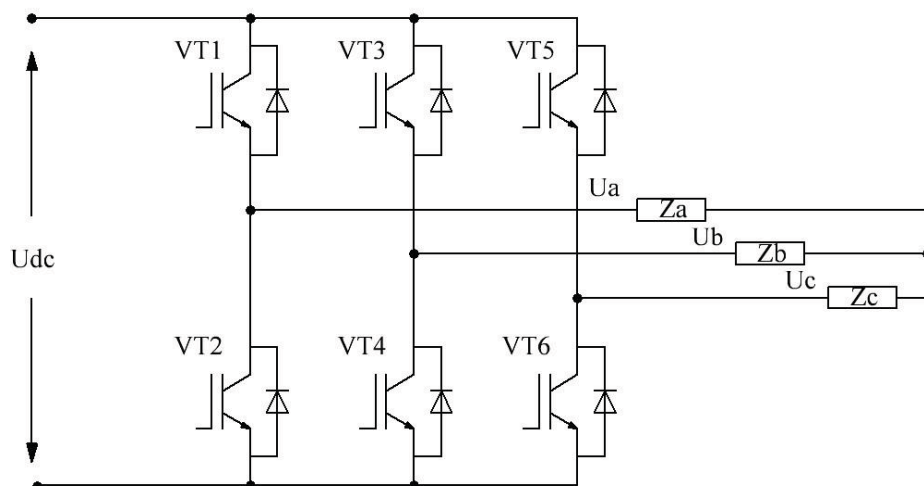


Рисунок 1.2.3 – Схема автономного інвертора напруги

Особливості АІН:

1. Джерело постійного струму працює в режимі джерела ЕРС. Для цього паралельно до входу АІН вмикається конденсатор достатньо великої ємності, що надає джерелу властивості генератору напруги (напруга на вході АІН незмінна). Ключі схеми комутують джерело, чим забезпечується зміна напрямку напруги на навантаженні. При цьому вхідний струм змінюється стрибком, що не припускає наявності індуктивності на вході АІН. Для запобігання впливу індуктивності вхідних кіл конденсатор фільтру встановлюється біля ключів АІН.

2. Схема вентильного комутатора повинна мати двобічну провідність, що і забезпечує обмін енергією між активно-індуктивним навантаженням і джерелом (конденсатором на вході, якщо використовується випрямляч з однобічною провідністю).

1.3 Визначення основних показників для оцінки несинусоїдальності напруг і струмів на вході та виході напівпровідникових перетворювачів

Визначення основних показників якості електричної енергії в напівпровідникових перетворювачах у першу чергу зводяться до оцінки несинусоїдальності напруг і струмів на їх вході та виході. Звичайно, перелік показників якості електроенергії в нормативних документах набагато ширший і містить такі параметри, як норми коливання напруги, відхилення частоти, провали та імпульси напруги, тимчасові перенапруги тощо [2, 3]. Основна увага приділяється саме оцінці несинусоїдальності кривих напруг та струмів і саме тому в багатьох випадках оцінка несинусоїдальності умовно вважається синонімом оцінки якості електроенергії. Пояснити цю обставину можна тим, що в роботі розглядаються шляхи підвищення якості електроенергії з використанням засобів і можливостей ШІМ, а такий підхід стосується в першу чергу показників несинусоїдальності кривих напруг та струмів. Єдиним винятком можна вважати застосування показників несиметрії трифазних систем змінного струму.

До основних показників оцінки несинусоїдальності слід віднести

коефіцієнт спотворень струму та напруги: $K_{C_i} = \frac{I_{(1)}}{I}$; $K_{C_u} = \frac{U_{(1)}}{U}$, де $I_{(1)}, U_{(1)}$ - діючі значення перших гармонік струму та напруги відповідно; I, U - діючі значення струму та напруги відповідно.

Якщо виходити з інтегральних енергетичних характеристик споживача електроенергії, то коефіцієнт спотворень можна визначити таким чином:

$K_C = \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{\sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}}$, де P, Q, T - активна, реактивна потужності та потужність спотворень.

Наведемо основні енергетичні показники якості електроенергії в перетворювачах. До них належить коефіцієнт зсуву:

$$K_3 = \cos \varphi = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (1.1)$$

який характеризує фазовий зсув першої гармоніки вхідного струму стосовно першої гармоніки відповідної вхідної напруги, і більш точне його визначення

виглядало б так: $\cos \varphi = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}}$, де P_1, Q_1 - активна та реактивна

потужності, що створюється першими гармоніками напруги та струму. Вираз (1.1) можна використовувати для спрощених розрахунків, коли є перешкоди для знаходження значень P_1, Q_1 [4].

Коефіцієнт несиметрії визначається таким чином: $K_H = \frac{\sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}}{S}$,

де S – повна потужність.

Коефіцієнт потужності можна визначити як $K_{\Pi} = \frac{P}{S}$. Існує зв'язок між

наведеними коефіцієнтами: $K_{\Pi} = K_3 K_H K_C$.

Найбільш вживаним показником оцінки несинусоїдальності кривих є

коефіцієнт гармонік струму та напруги: $K_{I_i} = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}$; $K_{U_U} = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}$, де

I_k, U_k – діючі значення k -х гармонік струму та напруги відповідно; I_1, U_1 – діючі значення перших гармонік струму та напруги відповідно.

У зв'язку з тим, що при керуванні перетворювачами передбачається симетричний підхід, будемо вважати, що постійні складові в напругах та струмах відсутні. Крім терміну "коефіцієнт гармонік", також застосовуються такі назви цього коефіцієнта: коефіцієнт несинусоїдальності, коефіцієнт спотворення синусоїдальності кривої і, нарешті, найбільш вживаним терміном є THD (Total Harmonic Distortion) – коефіцієнт сумарних гармонічних спотворень.

Крім цих термінів, що характеризують якість електроенергії, також використовується термін "коефіцієнт нелінійних спотворень":

$K_{H.C.i} = \frac{1}{I} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}$; $K_{H.C.U} = \frac{1}{U} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}$, де I, U – діючі значення струму та напруги відповідно.

напруги відповідно.

В цілому, безумовно, найзручніше було б користуватися одним коефіцієнтом для оцінки відмінності форми досліджуваного сигналу від

синусоїдальної, а саме коефіцієнтом гармонік $K_{U_U}(THD) = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1}$, але

тоді для побудови вимірювача коефіцієнта гармонік (у фізичному розумінні), потрібно було б знати, крім середньоквадратичного значення суми всіх гармонічних складових (їх діючих значень) $\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}$, також і діюче значення першої гармонічної U_1 . При практичній реалізації [5] вимірювальний комплекс, як правило, складається з частотного фільтра, який пропускає без ослаблення всі вищі гармоніки, повністю подавляючи першу, та вольтметрів діючого значення. Вимірюючи одночасно електронними вольтметрами діючі значення напруг на вході згаданого фільтра і на його

виході та визначаючи відношення цих напруг між собою, знаходимо саме коефіцієнт нелінійних спотворень:

$$K_{H.C.U} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}}.$$

Отже, історично до необхідності застосування поняття коефіцієнта нелінійних спотворень спонукали саме особливості технічної реалізації вимірювального обладнання, незважаючи на те, що всі норми і поняття, які застосовувались та застосовуються у нормативних документах, засновуються на використанні коефіцієнта гармонік $K_G(THD)$. У документації на аналізатори якості електроенергії закордонного виробництва наводяться два коефіцієнти гармонічних спотворень – $THD Fund$ – аналог коефіцієнта гармонік та $THD Rms$ – аналог коефіцієнта нелінійних спотворень [6]. Вони визначаються один через одного таким чином: $K_G(THD) = \frac{K_{H.C.}}{\sqrt{1 - K_{H.C.}^2}}$;

$$K_{H.C.} = \frac{K_G}{\sqrt{1 + K_G^2}}.$$

Зазначимо, що в діапазоні $0 < K_G < 0.1$ ($0 < K_{H.C.} < 0.1$) різниця між цими коефіцієнтами настільки несуттєва, що в багатьох випадках у технічній літературі і навіть у нормативних документах їх, по суті, ототожнюють. Вказується на припустимість використання для задач стандартизації повного діючого значення струму (напруги) (замість діючого значення першої гармонічної складової) при визначенні коефіцієнта спотворення синусоїдальності кривої струму (напруги) [3]. Такий підхід нівелює різницю між зазначеним коефіцієнтом (він же K_G , він же THD тощо) і коефіцієнтом нелінійних спотворень $K_{H.C.}$. Щоб визначитися, чи доцільно це робити, зауважимо, що, наприклад, при $K_{H.C.}=0.1$ K_G буде дорівнювати 0.1005, а при $K_{H.C.}=0.5$ K_G – уже 0.5774.

Запишемо також співвідношення між коефіцієнтом гармонік та коефіцієнтом спотворень K_C , який термінологічно близький до коефіцієнта нелінійних спотворень $K_{H.C.}$, у зв'язку з чим важливо ще раз підкреслити неприпустимість їхнього ототожнення, оскільки вони є взаємодоповнюючими, але діаметрально протилежними поняттями:

$$K_G(THD) = \sqrt{\frac{1}{K_C^2} - 1}; \quad K_C = \frac{1}{\sqrt{1 + K_G^2}}.$$

Висновки до розділу 1

В даному розділі було ознайомлення з загальними відомостями про перетворювачі частоти та їх класифікацією. Було визначено основні показники для оцінки несинусоїдальності напруг і струмів на вході та виході напівпровідникових перетворювачів. Наведено основні енергетичні показники якості електроенергії в перетворювачах. Ознайомлення з коефіцієнтом THD (*Total Harmonic Distortion*) - коефіцієнт сумарних гармонічних спотворень та двома коефіцієнтами гармонічних спотворень – THD_{Fund} – аналог коефіцієнта гармонік та THD_{Rms} – аналог коефіцієнта нелінійних спотворень.

РОЗДІЛ 2 ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРІВ НАПРУГИ ЗАСОБАМИ ШИРОТНО- ІМПУЛЬСНОЇ МОДУЛЯЦІЇ

В даному розділі йдеться мова про підвищення якості електроенергії АІН засобами широтно-імпульсної модуляції. Ознайомлення з неперервними модуляційними функціями НШІМ, наведено стаціонарні стани, діаграми напруг u_{aN}, u_{bN}, u_{cN} та часові діаграми функції для НШІМ 1/6. Наведено векторні діаграми стаціонарних та просторових векторів при різних методах модуляції. Розглянуто режим перемодуляції в АІН та зображено діаграми модуляційних функцій цього режиму.

2.1 Неперервні модуляційні функції НШІМ

Існує можливість використання в якості підмодулюючої синусоїдальної гармонічної функції потрібної частоти (по відношенню до u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}), графік якої розташовується в рамках області існування функцій для неспотворюючого формування вихідної напруги АІН.

На рис. 2.1.1 зображено чергування стаціонарних станів на періоді вихідної напруги, часові діаграми заданих вихідних напруг $u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}, u_{aN}$ і неперервної синусоїдальної підмодулюючої функції (НШІМ) та векторні діаграми миттєвих значень заданих напруг на фазах навантаження при $m = 2 / \sqrt{3}$.

Синусоїдальна підмодуляція забезпечує «деформацію» кривих u_{a0}, u_{b0}, u_{c0} та траєкторії кінців векторів фазних напруг u_{aN}, u_{bN}, u_{cN} з метою «втягування» їх в межі потенціального коридору $-u_{dc} / 2 \div +u_{dc} / 2$ за рахунок пульсації середньої точки навантаження N по дійсній осі комплексної площини $\pm Re$ з частотою 3θ .

Питання про вибір амплітуди третьої гармонічної буде досліджено дещо пізніше, а поки що зупинимось на значенні 1/6 від амплітуди першої

гармоніки сигналу задання вихідної напруги. Діаграми на рис. 2.1.1 побудовані відповідно до таких співвідношень:

$$\begin{aligned} u_{a0} &= m(\cos \theta - (1/6)\cos 3\theta); \\ u_{b0} &= m(\cos(\theta - 2\pi/3) - (1/6)\cos 3\theta); \\ u_{c0} &= m(\cos(\theta - 4\pi/3) - (1/6)\cos 3\theta). \end{aligned} \quad (2.1)$$

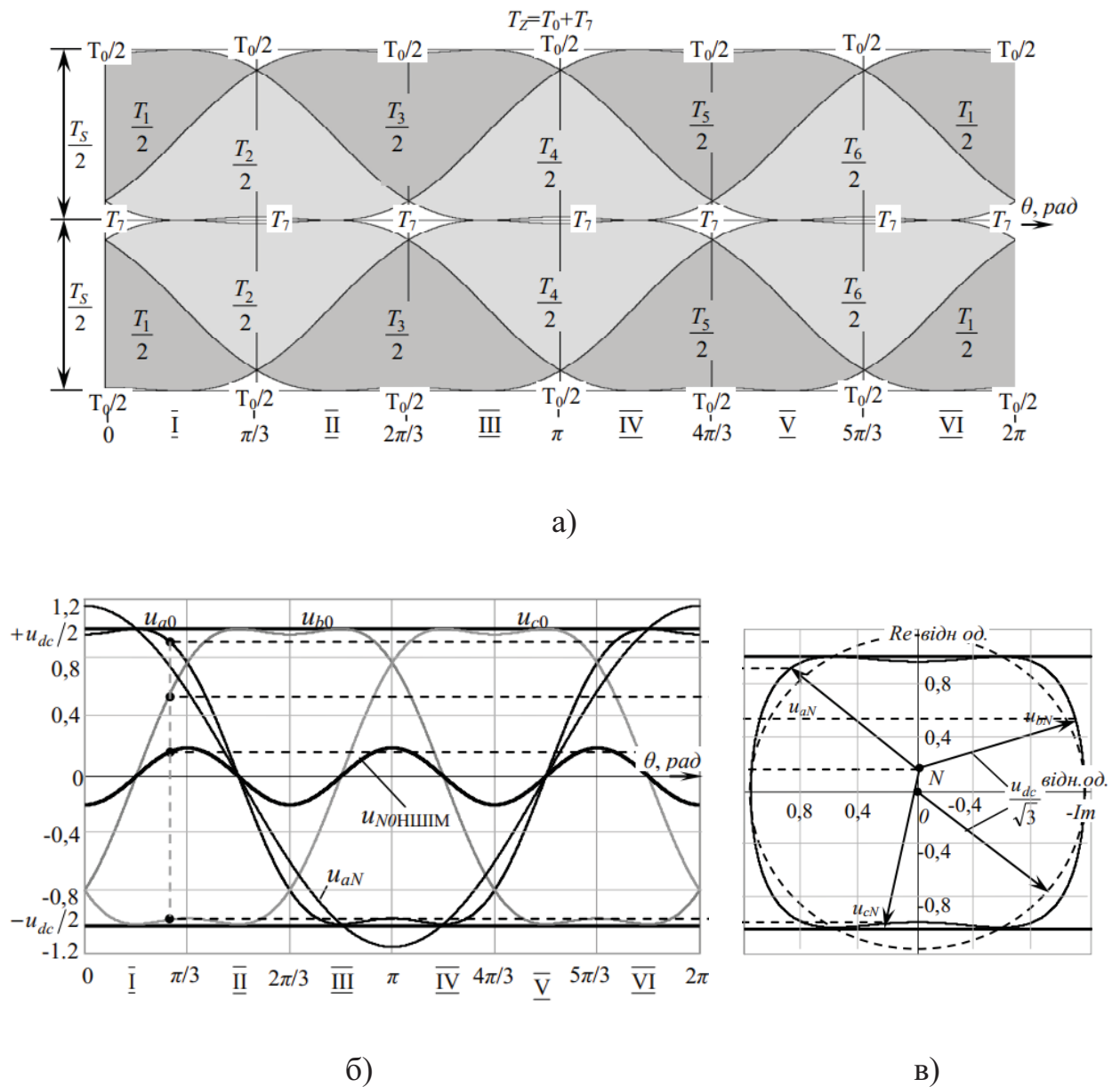


Рисунок 2.1.1 – Стаціонарні стани АІН (а); діаграми напруг і функцій

$u_{N0\text{HHPM}}$ (б); векторна діаграма напруг u_{aN}, u_{bN}, u_{cN} (в) для НШІМ 1/6

$$(m = 2/\sqrt{3})$$

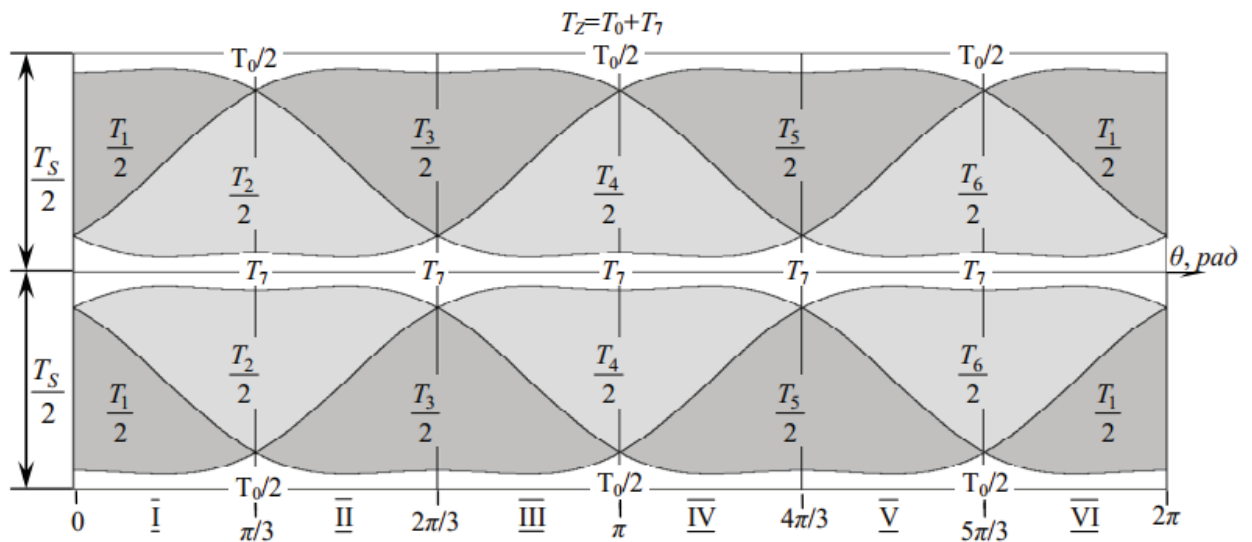
Нульові складові записуються в такому вигляді:

$$\begin{aligned}
 T_0 &= \frac{T_s}{2} \begin{cases} 1 - m \cos \theta + km \cos 3\theta, & \theta \in [0 \div \pi / 3] \cup [5\pi / 3 \div 2\pi]; \\ 1 + m \cos(\theta + \pi / 3) + km \cos 3\theta, & \theta \in [\pi / 3 \div \pi]; \\ 1 + m \cos(\theta - \pi / 3) + km \cos 3\theta, & \theta \in [\pi \div 5\pi / 3]; \end{cases} \\
 T_7 &= \frac{T_s}{2} \begin{cases} 1 - m \cos(\theta - \pi / 3) - km \cos 3\theta, & \theta \in [0 \div 2\pi / 3]; \\ 1 + m \cos \theta - km \cos 3\theta, & \theta \in [2\pi / 3 \div 4\pi / 3]; \\ 1 - m \cos(\theta + \pi / 3) - km \cos 3\theta, & \theta \in [4\pi / 3 \div 2\pi]; \end{cases}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

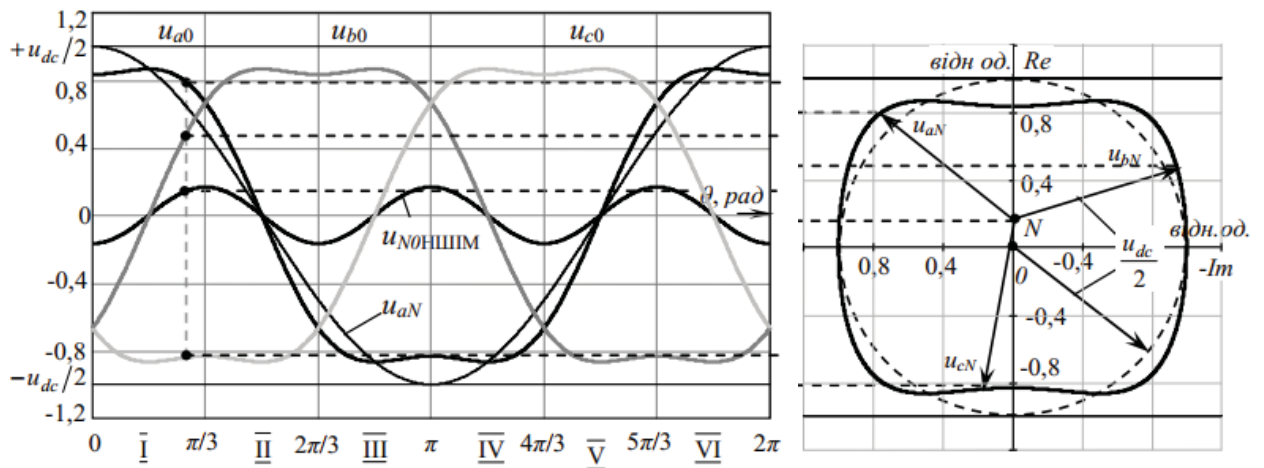
де k – відношення амплітуди імплантованої в модуляційну функцію третьої гармонічної до амплітуди першої гармоніки сигналу задання вихідної напруги.

Синусоїдальна підмодуляція забезпечує деформацію кривих u_{a0}, u_{b0}, u_{c0} та траєкторії кінців векторів фазних напруг u_{aN}, u_{bN}, u_{cN} з метою втягування їх в межі потенціального коридору $-u_{dc} / 2 \div +u_{dc} / 2$ за рахунок пульсації середньої точки навантаження по осі комплексної площини $\pm Re$.

На рис. 2.1.2, а показано порядок чергування стаціонарних станів ключів інвертора, на рис. 2.1.2, б – часові діаграми заданих вихідних напруг та на рис. 2.1.2, в – векторні діаграми напруг на фазах навантаження за період вихідної частоти для коефіцієнта модуляції $m=1$ при застосуванні НШІМ1/6.



а)



б)

в)

Рисунок 2.1.2 – Стаціонарні стани АІН (а); діаграми напруг завдання і функції $u_{N0NШИМ}$ (б); векторна діаграма напруг u_{aN}, u_{bN}, u_{cN} (в) для НШІМ 1/6 ($m=1$)

Часові діаграми підмодулюючої функції $(1/6)\cos(3\theta)$ та її складових $T_1 \div T_6, T_0, T_7$ при використанні НШІМ1/6 для $m=2/\sqrt{3}$ зображено на рис. 2.1.3. Аналізуючи форму часових діаграм функції $u_{N0NШИМ1/6}$ та кривих u_{a0}, u_{b0}, u_{c0} (рис. 2.1.1 – 2.1.2), можна зробити висновок, що синусоїдальна підмодуляція повною мірою забезпечує розташування сигналів задання

вихідних напруг у рамках потенціального коридору $-u_{dc}/2 \div +U_{dc}/2$ у всьому діапазоні регулювання коефіцієнта модуляції $0 \leq m \leq 2/\sqrt{3}$.

Потребує додаткового дослідження питання вибору оптимальних співвідношень амплітуди третьої гармонічної і амплітуди першої гармоніки сигналу задання вихідної напруги з метою забезпечення максимально досяжного коефіцієнта модуляції (коефіцієнта використання напруги джерела живлення) при неспотворюючому формуванні системи синусоїдальних напруг на навантаженні АІН.

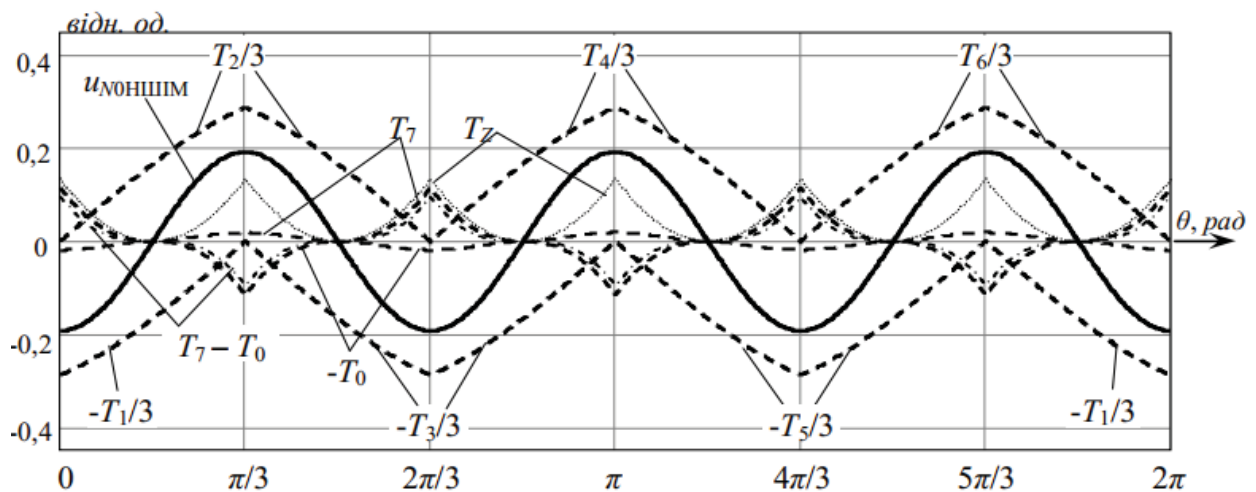


Рисунок 2.1.3 – Часові діаграми функції u_{N0} для НШІМ 1/6 ($m = 2/\sqrt{3}$)

2.2 Широтно-імпульсна модуляція при керуванні АІН з використанням векторних підходів до формування напруг і струмів

Відмінність відомих векторних підходів від скалярних полягає в тому, що при векторному керуванні на виході АІН формується один просторовий вектор, наприклад, напруги (на комплексній площині), який характеризується координатами розташування свого кінця на цій площині і несе повну інформацію про трифазну синусоїдальну систему миттєвих значень вихідних напруг у цей момент часу (амплітуду синусоїди та поточний кут на періоді вихідної напруги). Тобто, формуючи просторовий вектор, ми формуємо трифазну синусоїдальну систему, в той час як при використанні скалярних підходів кожна з напруг трифазної системи формується окремо. В цих уявленнях завжди є велика доля умовності, адже фізичні процеси при одному

й іншому формуванні абсолютно однакові й відрізняються тільки математичний апарат при розрахунку тривалостей використання стаціонарних станів ключів для системи керування АІН та сама структура цієї системи керування.

На рис. 2.2.1 показано векторну діаграму стаціонарних просторових векторів, кожен з яких відповідає стаціонарному стану $S_1 \div S_6$, під час використання якого він формується.

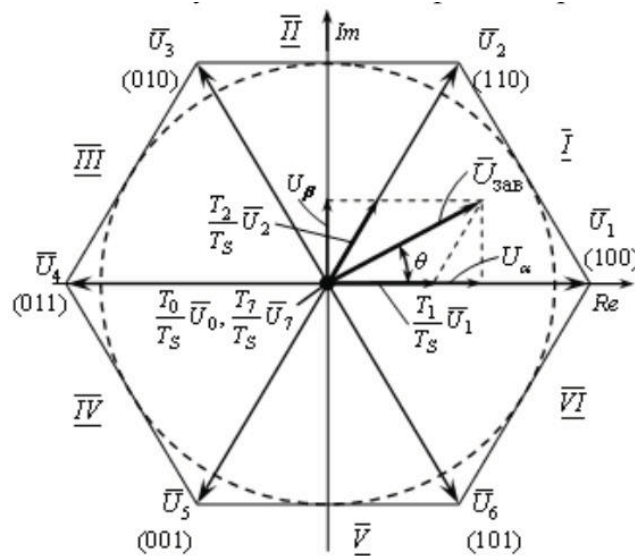


Рисунок 2.2.1 – Векторна діаграма просторових векторів

Активний стаціонарний вектор \vec{U}_1 відповідає активному стаціонарному стану $S_1(100)$, вектор \vec{U}_2 – стану $S_2(110)$, вектор \vec{U}_3 – стану $S_3(010)$, вектор \vec{U}_4 – стану $S_4(011)$, вектор \vec{U}_5 – стану $S_5(001)$, вектор \vec{U}_6 – стану $S_6(101)$. Нульові стаціонарні вектори \vec{U}_0 та \vec{U}_7 відповідають нульовим стаціонарним станам $S_0(000)$ і $S_7(111)$.

При формуванні вихідної напруги АІН без ШІМ ключі перебувають у кожному з активних станів протягом відрізка часу, що дорівнює $1/6$ від періоду вихідної частоти, і просторовий вектор вихідної напруги "крокує", формуючись по чергові з кожного зі стаціонарних активних векторів. На кожному навантаженні формується напруга $U_{dc}/3$, $2U_{dc}/3$, $U_{dc}/3$, $-U_{dc}/3$, $-2U_{dc}/3$, $-U_{dc}/3$ і т.д. Цей режим є режимом шестикутника у векторному трактуванні.

Активні стаціонарні вектори $\overline{U_1} \div \overline{U_6}$ зсунуті один відносно одного на $\pi/3$ (вони ділять період вихідної напруги на шість однакових секторів I–VI), амплітуда кожного з векторів складає $U_{1-6} = 2U_{dc} / 3$, а радіус вписаного кола відповідно становить $U_{dc} / \sqrt{3}$. Кожен з нульових стаціонарних векторів $\overline{U_0}$ та $\overline{U_7}$ розташований (початок і кінець) у точці "0" діаграми (рис. 2.2.1) і відповідає нульовим лінійним напругам на виході інвертора.

Заданий вектор $U_{зад}$ (рис. 2.2.1) розташований у першому секторі I і формується шляхом застосування двох активних стаціонарних векторів $\overline{U_1}$ та $\overline{U_2}$, які є границями згаданого сектора I та нульових стаціонарних векторів $\overline{U_0}$ і $\overline{U_7}$. Тривалість застосування кожного зі стаціонарних векторів обчислюється залежно від координат кінця заданого вектора $\overline{U_{зад}}$ (або кута θ його розташування в секторі та його модуля).

При векторному трактуванні процесів формування вихідної напруги порядок застосування стаціонарних станів (векторів) на циклі модуляції в принципі може бути довільним, якщо не враховувати необхідність мінімізації числа перемикачів ключів при переході від одного стану до іншого. Вибір нульового стаціонарного вектора теж є довільним як для кожного циклу ШІМ, так і для всього періоду вихідної напруги. Загальноприйнятий визначений порядок розташування на циклі модуляції відносних тривалостей застосування конкретних стаціонарних векторів виник при використанні скалярних підходів до керування, а саме при порівнянні опорного сигналу з кривими задання вихідних напруг. Саме тут бере початок поділ методів підмодуляції сигналів задання складовими нульової послідовності на неперервні (НШІМ) та перервні (ПШІМ). Перші передбачають неперервну модуляцію із застосуванням нульових стаціонарних векторів на всьому періоді вихідної напруги (при цьому у формуванні вихідної напруги беруть участь ключі всіх вихідних фаз протягом повного періоду), а другі – задають закон модуляції, при якому передбачається почергова відсутність перемикачів

ключів вихідних фаз і відповідно почергові перерви в модуляції кривих вихідних напруг.

При цьому порядок чергування стаціонарних станів ключів, який визначається при скалярних підходах із застосуванням опорного сигналу, цілком співпадає з порядком чергування з мінімальною кількістю перемикачів ключів і відповідно динамічних втрат у цих ключах. Потрібно звернути увагу ще на одну особливість векторних уявлень про процес формування вихідної напруги перетворювача. На всіх векторних діаграмах центральну точку доцільно було б прив'язувати до умовної середньої точки трифазного навантаження (згідно з прийнятими умовними позначеннями – точка "N"). Тобто позначення "O" в центрах векторних діаграм є суто умовним, якщо взяти до уваги, що відповідно до прийнятих позначень "O" відповідає середній точці напруги джерела живлення, якщо розглядається АІН. Цю обставину варто завжди мати на увазі для кращого розуміння фізичних процесів формування просторового вектора вихідної напруги перетворювача частоти.

Блок-схема системи керування АІН при використанні векторних підходів зображена на рис. 2.2.2.

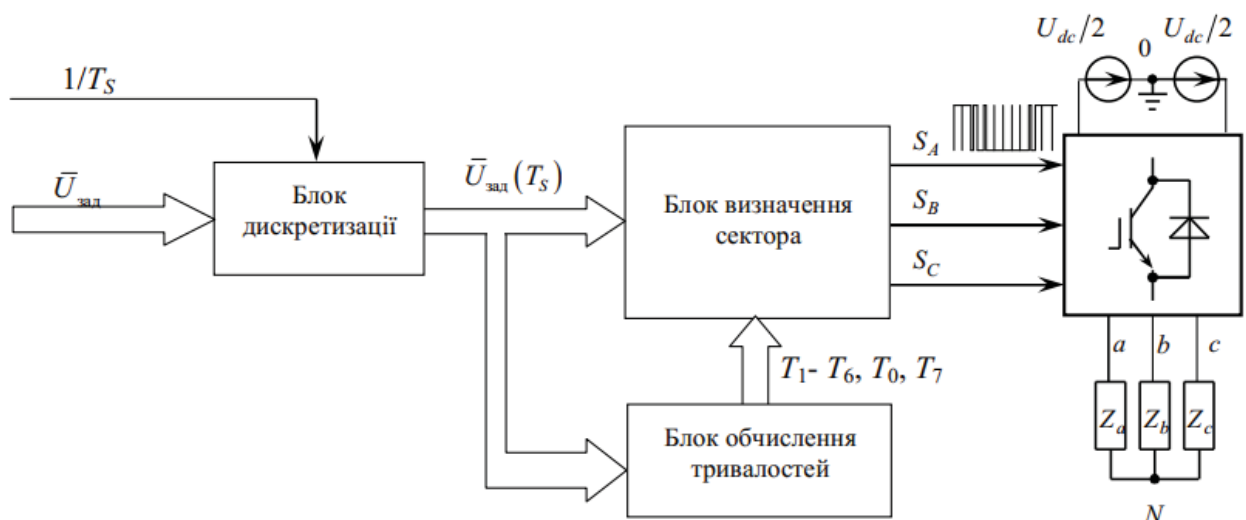


Рисунок 2.2.2 – Блок-схема векторної системи керування АІН

Координати кінця вектора задання $\bar{U}_{зад}$ надходять на вхід блока дискретизації, в якому з періодом ШІМ T_s відбувається оновлення вихідного

сигналу $\overline{U_{\text{зад}}}(T_s)$ для передачі на блоки обчислення тривалостей застосування стаціонарних станів та визначення сектора періоду вихідної частоти.

Вирази для розрахунку тривалостей застосування стаціонарних векторів (для сектора I) записуються таким чином:

$$\begin{aligned} T_1 &= mT_s \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right); & T_2 &= mT_s \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\theta; \\ T_z &= 1 - T_1 - T_2; & T_0 &= T_7 = T_z / 2. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Розкладаючи вираз (2.3), отримаємо

$$T_1 = mT_s \left(\frac{3}{4} \cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{4} \sin \theta \right); \quad T_2 = mT_s \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta. \quad (2.4)$$

Використовуючи еквівалентні функціям \sin та \cos сигнали задання u_α, u_β задані у відносних одиницях, перепишемо вираз (2.4):

$$T_1 = mT_s \left(\frac{3}{4} u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{4} u_\beta \right); \quad T_2 = mT_s \frac{\sqrt{3}}{2} u_\beta. \quad (2.5)$$

Для всіх інших секторів (рис. 2.2.1) співвідношення для розрахунку тривалостей використання стаціонарних векторів запишеться так:

$$\begin{aligned}
T_1 &= mT_s \frac{\sqrt{3}}{4} \begin{cases} \sqrt{3}u_\alpha - u_\beta, & \theta \in [0 \div \pi / 3], \\ \sqrt{3}u_\alpha + u_\beta, & \theta \in [\pi / 3 \div 2\pi / 3], \\ 2u_\beta, & \theta \in [2\pi / 3 \div \pi], \\ -\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta, & \theta \in [\pi \div 4\pi / 3], \\ -\sqrt{3}u_\alpha - u_\beta, & \theta \in [4\pi / 3 \div 5\pi / 3], \\ -2u_\beta, & \theta \in [5\pi / 3 \div 2\pi], \end{cases} \\
T_2 &= mT_s \frac{\sqrt{3}}{4} \begin{cases} 2u_\beta, & \theta \in [0 \div \pi / 3], \\ -\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta, & \theta \in [\pi / 3 \div 2\pi / 3], \\ -\sqrt{3}u_\alpha - u_\beta, & \theta \in [2\pi / 3 \div \pi], \\ -2u_\beta, & \theta \in [\pi \div 4\pi / 3], \\ \sqrt{3}u_\alpha - u_\beta, & \theta \in [4\pi / 3 \div 5\pi / 3], \\ \sqrt{3}u_\alpha + u_\beta, & \theta \in [5\pi / 3 \div 2\pi], \end{cases}
\end{aligned} \tag{2.6}$$

У виразах (2.5), (2.6) тривалості застосування активних стаціонарних станів T_1 та T_2 стосуються першого та другого стаціонарних векторів, що утворюють границі кожного з шести секторів періоду вихідної напруги при переміщенні просторового вектора вихідної напруги проти годинникової стрілки. Тобто для сектора I тривалості T_1 та T_2 з виразу (2.6) будуть відповідати тривалостям T_1 та T_2 в скалярному трактуванні, для сектора II – тривалостям T_2 та T_3 , для сектора III – тривалостям T_3 та T_4 , для сектора IV – тривалостям T_4 та T_5 , для сектора V – тривалостям T_5 та T_6 , для сектора VI – тривалостям T_6 та T_1 .

Використовуючи вирази (2.3) та (2.6), розрахунок тривалості використання нульових стаціонарних векторів запишемо таким чином:

$$T_0 = T_7 = \frac{T_Z}{2} = \frac{T_S}{2} - mT_S \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha + \frac{1}{2}u_\beta, & \theta \in [0 \div \pi/3], \\ +u_\beta, & \theta \in [\pi/3 \div 2\pi/3], \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha + \frac{1}{2}u_\beta, & \theta \in [2\pi/3 \div \pi], \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha - \frac{1}{2}u_\beta, & \theta \in [\pi \div 4\pi/3], \\ -u_\beta, & \theta \in [4\pi/3 \div 5\pi/3], \\ \frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha - \frac{1}{2}u_\beta, & \theta \in [5\pi/3 \div 2\pi]. \end{cases} \quad (2.7)$$

Вираз (2.6) підтверджує тезу про ідентичність визначень тривалостей активних стаціонарних станів (T_1 , T_2 у векторному, $T_1 - T_6$ у скалярному трактуванні) для всіх методів модуляції. Тривалості застосування нульових стаціонарних станів ключів (2.7) повністю співпадають з тривалостями T_0 , T_7 для так званої симетричної перервної модуляції, а в сумі (T_Z) дорівнюють значенням тривалостей застосування нульових стаціонарних векторів на циклі модуляції при застосуванні кожної з перервних модуляційних функцій ПШМ.

Повертаючись до кола, вписаного в шестикутник (рис. 2.2.1), визначимо нормований індекс M для першої гармоніки неспотвореної вихідної напруги, що відповідає радіусу цього кола:

$$M = (U_{dc}\sqrt{3}) / (2U_{dc} / \pi) = \pi / (2 / \sqrt{3}) \approx 0.907 \quad (2.8)$$

Це значення індекса M відрізняється від значення 0.785, отриманого раніше для модуляції СИНШМ, саме на коефіцієнт $2 / \sqrt{3} \approx 1.1547$, що доводить можливість формування із застосуванням методу ВШМ неспотвореної вихідної напруги АІН з амплітудою, що відповідає коефіцієнту модуляції $m = 2 / \sqrt{3}$. Розглянутий метод векторної широтно-імпульсної модуляції ВШМ [8] повною мірою тотожний методу, який у

попередньому підрозділі названо симетричною широтно-імпульсною модуляцією. Різниця між ними полягає тільки в способах обчислення тривалостей застосування стаціонарних станів ключів перетворювача на циклі модуляції. Для нульових складових при ВШІМ можна записати:

$$T_Z = T_0 + T_7 = T_s - (T_1 + T_2); \quad (2.9)$$

$$T_0 = T_7 = T_s - (T_1 + T_2) / 2. \quad (2.10)$$

Тобто тривалості застосування стаціонарних станів $T_1 \div T_6, T_0, T_7$ при використанні ВШІМ можна отримати як зі співвідношень (2.6), (2.7), так і зі співвідношень, отриманих з використанням скалярних підходів для перервних модуляційних функцій ПШІММАКС, ПШІММІН, а також всіх інших (з дотриманням умови рівності значень T_0, T_7 на кожному циклі ШІМ).

Покажемо також можливість формування перервних модуляційних функцій ПШІМ0, ПШІМ1, ПШІМ2, ПШІМ3, ПШІММАКС, ПШІММІН з використанням векторних підходів до визначення тривалостей застосування стаціонарних станів ключів (рис. 2.2.3). На векторній діаграмі для функції ПШІМ0 показано, що в секторах I, III, V T_Z формується тільки з використанням T_0 , а в секторах II, IV, VI – тільки з використанням T_7 .

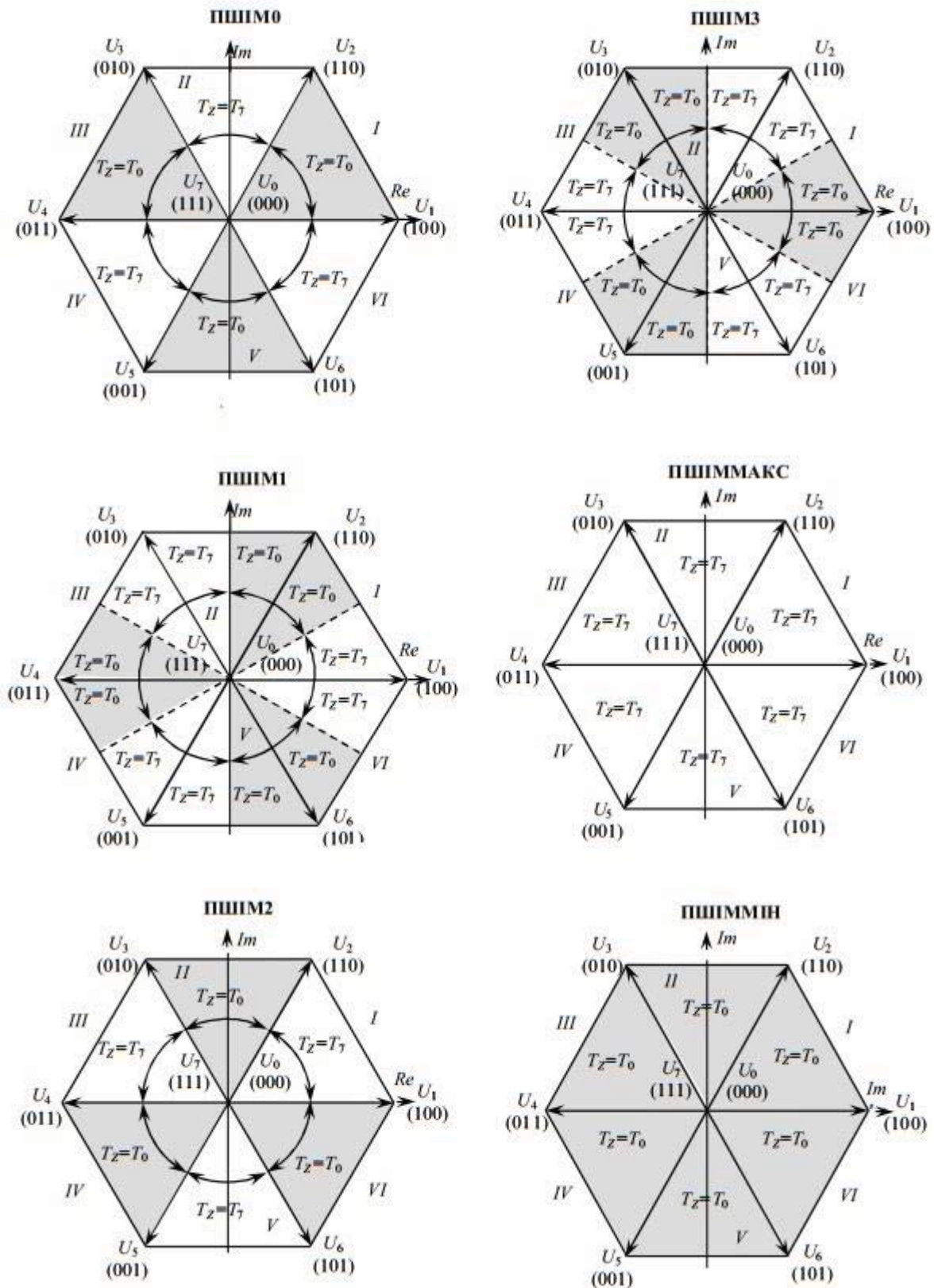


Рисунок 2.2.3 – Векторні діаграми стаціонарних векторів з розмежуванням

секторів і зон застосування T_0 та T_7 при різних методах модуляції

Коефіцієнт модуляції m для векторних діаграм на рис. 2.2.3 вибрано

рівним 1 для збільшення відносної долі T_0 та T_7 на циклі ШІМ та кращої

наочності в зображенні зон їхнього застосування. На векторній діаграмі для функції ПШІМ1 показано, що на половинах секторів, які відповідають інтервалам $-\pi/6 \div +\pi/6$, $\pi/2 \div 5\pi/6$, $7\pi/6 \div 3\pi/2$ T_z формується виключно з використанням T_7 , а на половинах секторів $\pi/6 \div \pi/2$, $5\pi/6 \div 7\pi/6$, $3\pi/2 \div 11\pi/6$ – з використанням тільки складових T_0 .

На векторній діаграмі для функції ПШІМ2 показано, що на інтервалах II, IV, VI T_z в цій функції формується шляхом застосування T_0 , а на інтервалах I, III, V – шляхом застосування T_7 .

На векторній діаграмі для функції ПШІМ3 (рис. 2.2.3) показано, що в секторах $-\pi/6 \div +\pi/6$, $\pi/2 \div 5\pi/6$, $7\pi/6 \div 3\pi/2$ T_z формується з використанням тільки T_0 , а в секторах $\pi/6 \div \pi/2$, $5\pi/6 \div 7\pi/6$, $3\pi/2 \div 11\pi/6$ – з використанням виключно T_7 .

При роботі АІН на навантаження з реактивною складовою виникає можливість, плавно регулюючи кутове положення секторів застосування нульових стаціонарних станів T_0 , T_7 при здійсненні перервної модуляції, відстежувати фазовий зсув вихідного струму стосовно формованої напруги та забезпечувати для вихідних фаз синхронізацію інтервалів з максимальними значеннями струму через ключі з інтервалами, протягом яких відповідна фаза не бере участі в процесі модуляції за алгоритмом [7]. Такий підхід дає змогу суттєво зменшити динамічні втрати в силових ключах АІН.

На векторних діаграмах стаціонарних векторів для модуляційних функцій ПШІММАКС і ПШІММІН показано, що при застосуванні функції ПШІММАКС нульова складова T_z формується тільки з використанням нульового вектора $\overline{U_7}(T_7)$ на всьому періоді вихідної напруги АІН, а при застосуванні функції ПШІММІН T_z формується виключно зі складової T_0 .

Всі перервні модуляційні функції, що відповідають векторним діаграмам на рис. 2.2.3, легко трансформуються у векторну модуляцію

ВШМ шляхом ділення отриманої сумарної тривалості застосування нульових стаціонарних векторів T_Z на дві рівних частини T_0 та T_7 для кожного циклу модуляції.

Справедливим є також зворотне твердження – ВШМ легко трансформується в будь-який з методів ПШМ шляхом додавання складових T_0 та T_7 , вирахованих для ВШМ, з отриманням загальної тривалості застосування нульових стаціонарних станів T_Z , та реалізації цих станів поінтервальним почерговим використанням T_0 та T_7 залежно від порядків, показаних на векторних діаграмах рис. 2.2.3 для кожного з методів ПШМ.

На рис. 2.2.4 показано векторні діаграми стаціонарних векторів та умовні зони використання складових T_0 та T_7 на періоді вихідної частоти інвертора для неперервних методів підмодуляції НШМ1/4, НШМ1/6 та СИНШМ при значенні коефіцієнта модуляції $m=1$. Неважко помітити, що в обох методах НШМ майже на всіх періодах модуляції при реалізації T_Z застосовуються як складова T_0 , так і складова T_7 .

Таким чином, складові T_0 та T_7 майже взаємозрівноважуються і в сумі незначно впливають на складові u_{N0} , що визначаються тривалостями активних стаціонарних станів $-T_1/3, -T_3/3, -T_5/3, T_2/3, T_4/3, T_6/3$.

Стосовно методу модуляції СИНШМ, то саме при його застосуванні складова $T_7 - T_0$ у рівнянні для визначення u_{N0} повністю компенсує складову $T_2 - T_1$ і підмодулююча функція u_{N0} стає рівною нулю, що й є причиною обмеження коефіцієнта модуляції при неспотворюючому формуванні вихідної напруги для цієї підмодуляції значенням $m=1$.

Векторна широтно-імпульсна модуляція в розглянутому аспекті є повною протилежністю методу СИНШМ. На рис. 2.2.4 показано стаціонарні вектори, зони застосування T_0, T_7 при $m=1$. У зв'язку з тим, що тут $T_0 = T_7$ на кожному циклі модуляції, то складова $T_7 - T_0$ дорівнює нулю і функція u_{N0}

для ВШМ визначається виключно складовими

$-T_1/3, -T_3/3, -T_5/3, T_2/3, T_4/3, T_6/3$. Таке формування і забезпечує розташування підмодулюючої функції u_{N0} ВШІМ точно посередині області існування підмодулюючих функцій для неспотворюючого формування вихідної напруги АІН.

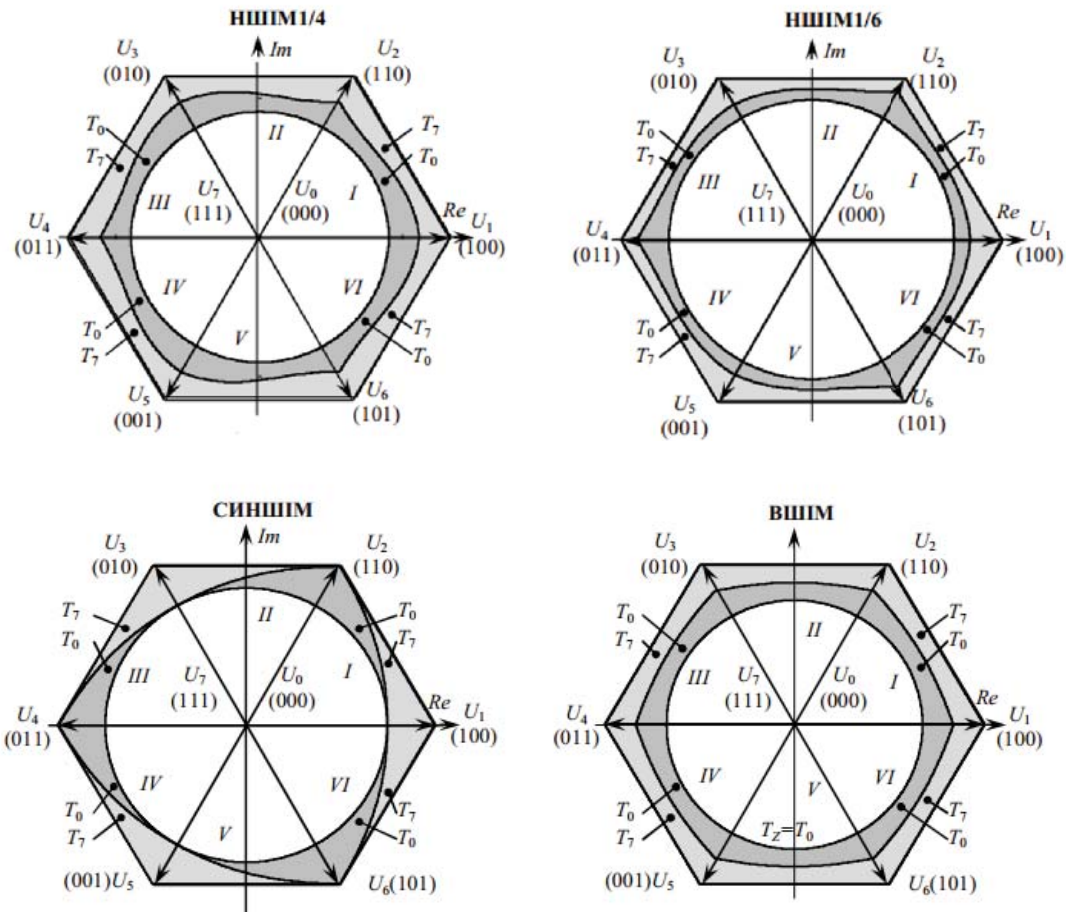


Рисунок 2.2.4 – Векторні діаграми стаціонарних векторів з розмежуванням

секторів і зон застосування T_0 та T_7 при методах модуляції НШІМ 1/4,

НШІМ 1/6, СИНШІМ, ВШІМ

При порівнянні векторних та скалярних підходів до реалізації ШІМ можна зробити висновок, що в одному та іншому випадках вихідна ШІМ послідовність ідентично формується шляхом чергування тривалостей застосування тих самих стаціонарних станів ключів перетворювача на циклі модуляції. Відрізнятися будуть тільки способи визначення цих тривалостей. Крім цього, потрібно зауважити, що при класичному скалярному підході із використанням поняття опорного сигналу (в явному вигляді чи віртуального) порядок застосування стаціонарних станів визначається черговістю

порівняння кривих опорного сигналу і сигналів задання відповідних вихідних напруг, у той час як при векторному підході порядок використання стаціонарних векторів на циклі ВШМ є довільним. Зазвичай перехід від одного стаціонарного стану до іншого здійснюється перемиканням однієї пари напівпровідникових ключів, у всякому разі до цього необхідно прагнути з міркувань мінімізації сумарних динамічних втрат у перетворювачі. Порядок чергування стаціонарних станів, який задається скалярним підходом з використанням опорного сигналу, саме й відповідає цим вимогам, адже перемикання тільки однієї пари ключів вимагають саме послідовні переходи між стаціонарними станами (рис. 2.2.1) $S_1(100) \leftrightarrow S_2(110) \leftrightarrow S_3(010) \leftrightarrow S_4(011) \leftrightarrow S_5(001) \leftrightarrow S_6(101) \leftrightarrow S_7(100) \dots$ в одному та іншому напрямках. Крім цього, перемиканням однієї пари ключів забезпечується перехід від нульового стаціонарного стану $S_0(000)$ до будь-якого з "непарних" станів $S_1(100)$, $S_3(010)$, $S_5(001)$ і навпаки, та перехід від нульового стаціонарного стану $S_7(111)$ до будь-якого з "парних" станів $S_2(110)$, $S_4(011)$, $S_6(101)$ і навпаки. Перемикання двох пар ключів вимагають реверсивні переходи від нульового стану S_0 до "парних" стаціонарних станів, від нульового стану S_7 до "непарних" стаціонарних станів, а також переходи між застосуванням різних "парних" стаціонарних станів (S_2 , S_4 , S_6) та переходи між застосуванням різних "непарних" стаціонарних станів (S_1 , S_3 , S_5). Три пари ключів необхідно перемкнути для взаємних переходів між стаціонарними векторами, зсунутими один відносно одного на 180 ел. град., $[\overline{U}_1(S_1) \leftrightarrow \overline{U}_4(S_4); \overline{U}_2(S_2) \leftrightarrow \overline{U}_5(S_5); \overline{U}_3(S_3) \leftrightarrow \overline{U}_6(S_6)]$ та для переходів між нульовими стаціонарними векторами $\overline{U}_0(S_0) \leftrightarrow \overline{U}_7(S_7)$.

Якщо розглядати векторне формування, то очевидно, що тільки порядок чергування стаціонарних станів ключів (векторів), аналогічний їх чергуванню при скалярному формуванні, забезпечує мінімально можливі динамічні втрати в ключах. Всі ж інші варіанти розташування тривалостей

застосування стаціонарних станів на циклі ШІМ вимагатимуть збільшення динамічних втрат за рахунок більшого числа перемикачів ключів. У переважній більшості випадків при керуванні АІН є можливість безпосередньо чергувати один за одним стаціонарні стани, перехід між якими забезпечується перемиканням однієї пари ключів. Винятком можуть бути ситуації, коли на циклі ШІМ використовуються не два активних стаціонарних вектори, кут між якими складає 60 ел. град., а вектори, зсунуті один відносно одного на 120 ел. град. Таке формування застосовується для забезпечення побудови точного і без спотворень просторового вектора вихідної напруги, який розташовується у безпосередній близькості до одного з активних стаціонарних векторів, що унеможливорює використання цього стаціонарного вектора на поточному циклі ШІМ.

Таким чином, простежується повна тотожність у фізичній реалізації ВШІМ та модуляційних функцій, при реалізації яких обчислення відносних тривалостей застосування стаціонарних станів ключів здійснюється за допомогою скалярних підходів. Кожен з методів модуляції, включаючи ВШІМ, можна реалізувати, використовуючи як векторні, так і скалярні уявлення та підходи.

2.3 Режим перемодуляції в АІН

При регулюванні вихідної напруги трифазних АІН з ШІМ верхня межа лінійного діапазону регулювання залежить від вибраного методу модуляції [8-10]. Під лінійним діапазоном тут мається на увазі діапазон, в якому залежність значення амплітуди першої гармоніки вихідної напруги АІН від коефіцієнта модуляції є лінійною, тобто графік залежності U_{1m} від m є прямою лінією (U_{1m} – амплітудне значення першої гармоніки вихідної фазної напруги на навантаженні інвертора, а коефіцієнт модуляції $m = \frac{u'_{1m}}{u_{onm}}$ є відношенням амплітудного значення заданої вихідної фазної напруги на навантаженні до амплітуди опорного сигналу ШІМ).

Необхідно розрізняти задані значення параметрів, наприклад, як задана напруга u_1' і значення параметрів, які реально отримані на виході перетворювача. Якщо перші вимірюються в масштабі амплітуди опорного сигналу, то другі – в масштабі напруги джерела живлення інвертора U_{dc} . З метою спрощення аналізу процесів при реалізації ШІМ в АІН часто доводиться умовно прирівнювати задані та реально отримані величини, але необхідно в кожному випадку чітко обумовлювати такі дії. Враховуючи сказане, визначимося з максимально можливими межами лінійного діапазону регулювання вихідної напруги АІН для різних алгоритмів модуляції. При використанні синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції (СИНШІМ) верхня межа лінійного діапазону модуляції визначається як $m=1$, а при використанні як перервних, так і неперервних методів підмодуляції, а також векторної широтно-імпульсної модуляції лінійний діапазон розширюється до значення верхньої межі $m = 2 / \sqrt{3}$ за рахунок інжекції в модуляційну функцію складових нульової послідовності.

Найрозповсюдженіший випадок, коли джерелом живлення АІН є випрямлена за допомогою мостового випрямляча напруга трифазної мережі живлення з фазною напругою U_ϕ . Як відомо, середнє значення випрямленої напруги в цьому випадку дорівнює

$$U_{dc} = (3\sqrt{6} / \pi) U_\phi \quad (2.11)$$

При формуванні неспотворених вихідних напруг на фазах навантаження АІН на верхній межі лінійного діапазону регулювання амплітудні значення цих напруг становитимуть $U_{1m} = 2 / \sqrt{3}$. Такий запис справедливий тільки у випадку, коли $U_{dc} / 2$ умовно прирівняно до одиниці.

Тоді $U_{1m} = (2 / \sqrt{3}) U_{dc} / 2 = U_{dc} / \sqrt{3}$, а з урахуванням виразу (2.11):

$$U_{1m} = \frac{3\sqrt{6}U_{\phi}}{\pi\sqrt{3}} = \frac{3\sqrt{2}U_{\phi}}{\pi} = \frac{3U_{\phi m}}{\pi}, \quad (2.12)$$

де $U_{\phi m}$ – амплітудне значення напруги U_{ϕ} .

Таким чином, максимальне досяжне значення амплітуди першої гармоніки фазної напруги на навантаженні АІН при неспотворюючому формуванні становить тільки $3/\pi \approx 0.955$ від амплітуди фазної напруги трифазної системи живлення випрямляча навіть при застосуванні імплантації складових нульової послідовності в модуляційну функцію. Це означає наступне: якщо виникає необхідність отримати на виході АІН напругу, на яку розраховано, наприклад, стандартний асинхронний двигун, то цього зробити неможливо, не виходячи за межі лінійного діапазону регулювання і відповідно не входячи в режим перемодуляції.

Верхньою межею режиму перемодуляції в АІН є режим миттєвого крокування між стаціонарними векторами – так званий режим шестикутника, коли всі можливості ШІМ вичерпано [11]. Амплітуда першої гармоніки вихідної фазної напруги на навантаженні в цьому режимі визначається так:

$$U_{1m \text{ шест}} = \frac{4}{\pi} \frac{U_{dc}}{2} = \frac{2U_{dc}}{\pi} \quad (2.13)$$

Якщо виразити U_{dc} через U_{ϕ} (2.11), то для режиму шестикутника рівняння (2.12) перепишеться таким чином:

$$U_{1m} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{\phi} \frac{2}{\pi} = \frac{6\sqrt{3}}{\pi^2} U_{\phi m} \approx 1.053 U_{\phi m} \quad (2.14)$$

Можна зробити висновок, що на верхній межі режиму перемодуляції максимальне значення першої гармоніки вихідної напруги АІН приблизно на 5% перевищує значення відповідної (фазної чи лінійної) напруги трифазної мережі живлення, у той час як на межі лінійного режиму та режиму перемодуляції (при керуванні з імплантацією в модуляційну функцію складових нульової послідовності) значення вихідної напруги інвертора буде приблизно на 4,5 % меншим від напруги мережі.

Для забезпечення ефективного керування, наприклад, електроприводами змінного струму в динамічних режимах з використанням АІН, часто виникає необхідність не тільки забезпечити максимальне значення першої гармоніки вихідної напруги, що відповідає напрузі промислової мережі, але й на деякому часовому інтервалі перевищити його.

Так як розглядається ідеальний перетворювач без падінь напруги на напівпровідникових ключах та пасивних елементах, то можна зробити висновок, що аналіз процесів в АІН у режимі перемодуляції є надзвичайно актуальним.

У випадках, коли, незважаючи на спотворення кривих вихідної напруги, виникає необхідність регулювання першої гармоніки вихідної фазної напруги від значення $U_{dc} / \sqrt{3}$ до $2U_{dc} / \pi$, коефіцієнт модуляції відповідає діапазону $m \geq 2 / \sqrt{3}$. Для скалярного формування фізично це означає, що амплітуда сигналу задання вихідної напруги починає перевищувати амплітуду опорного сигналу. Нормований індекс M у режимі перемодуляції змінюється в діапазоні $0.907 < M \leq 1$ для методів модуляції з використанням підмодуючих функцій та в діапазоні $0.785 < M \leq 1$ для СИНШІМ. На рис. 2.2.5 показано діаграми модуляційних функцій для методів СИНШІМ та ВШІМ у режимі перемодуляції.

На рис. 2.3.1 криві u'_1 відповідають першим гармонікам заданої вихідної фазної напруги на навантаженні $u_{aN}; u'_{a0}; u'_{b0}; u'_{c0}$ – бажаним модуляційним функціям у режимі перемодуляції; u_{a0} – модуляційним

функціям, які можуть бути реалізовані фізично. Визначимося з критеріями для оцінювання якості напруг у режимі перемодуляції. Коли мова йде про спотворення вихідних напруг у цьому режимі, то береться до уваги не якість кривої з ШІМ послідовністю, а саме спотворення в низькочастотному спектрі без урахування складових з частотами модуляції та кратними їй. Іншими словами, розглядається якість кривої уже умовно «відфільтрованої» напруги [12-14].

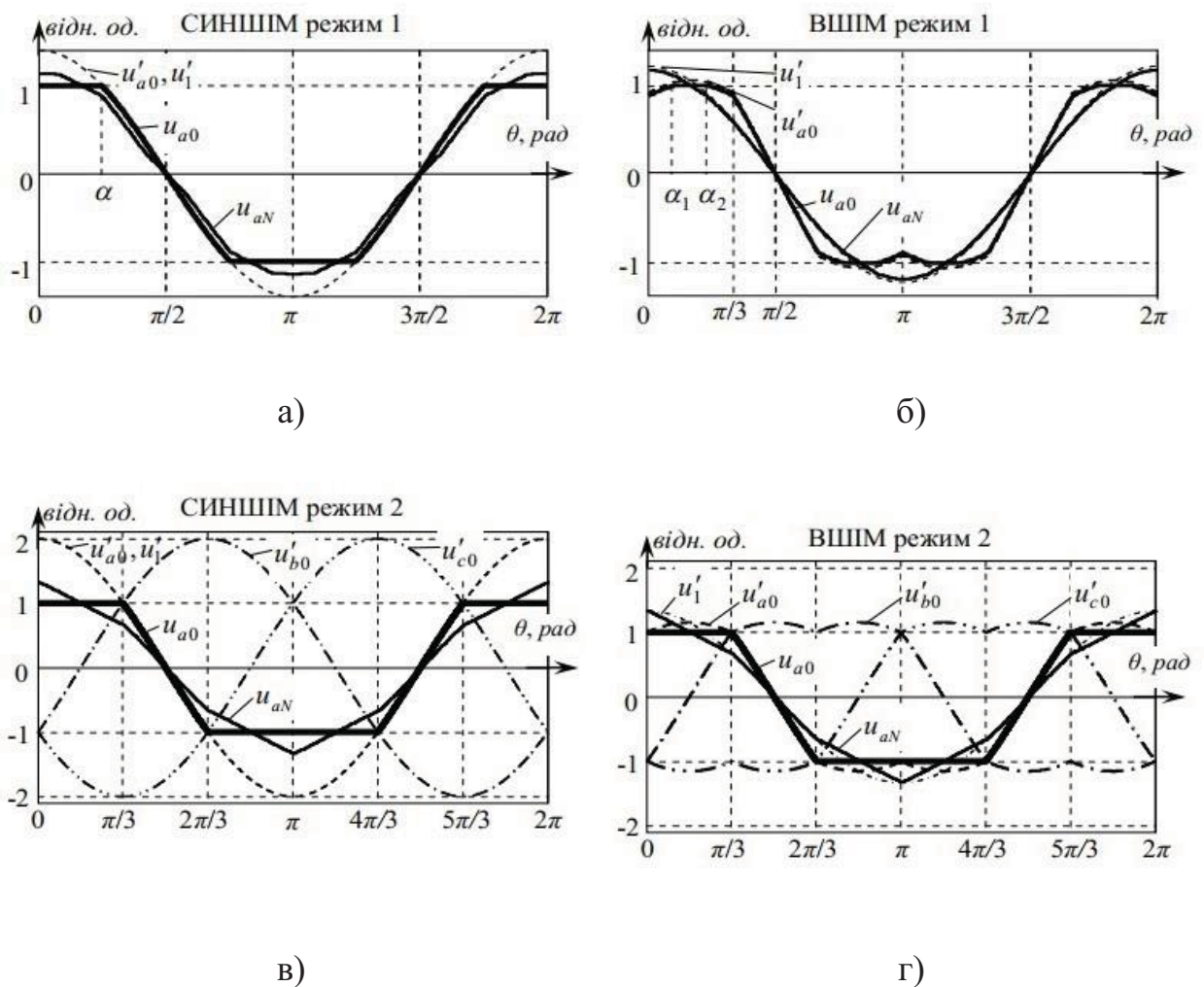


Рисунок 2.3.1 - Діаграми модуляційних функцій у режимі перемодуляції:

а, в – СИНШІМ; б, г – ВШІМ

Критерієм якості вихідної напруги в режимі перемодуляції може служити сукупний коефіцієнт гармонік напруги. У загальному випадку він

може визначатися виходячи з діючого значення напруги за період та діючого значення першої гармоніки за період за виразом $THD = \sqrt{\left(\frac{U_{rms}}{U_{1rms}}\right)^2 - 1}$.

Якщо відомо гармонічний склад досліджуваної кривої для знаходження коефіцієнта гармонік, доцільно скористатись виразом $THD = \frac{1}{U_{1m}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_{km}^2}$ - у

відносних одиницях та $THD = \frac{100\%}{U_{1m}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_{km}^2}$ - у відсотковому відношенні до першої гармоніки, де U_{km} та U_{1m} - амплітуда гармоніки з номером k та амплітуда першої гармоніки відповідно.

Висновки до розділу 2

В розділі 2 було розглянуто засоби широтно-імпульсної модуляції, які застосовуються для підвищення якості електроенергії АІН. Наведено та описано діаграми напруг, часові діаграми та векторні діаграми при різних методах модуляції. Розглянуто режим перемодуляції в АІН та зображено діаграми модуляційних функцій цього режиму.

РОЗДІЛ 3 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ ДВИГУНА ТА СИЛОВОГО ОБЛАДНАННЯ

В даному розділі для дослідження було обрано двигун 4АНК225М6У3 [15], при з'єднанні обмоток статора у зірку, паспортні дані двигуна наведено в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 - Паспортні дані двигуна 4АНК225М6У3

Номінальна потужність	$P_{2n} = 37 \text{ кВт}$
Номінальна лінійна напруга	$U_{\text{лн}} = 380 \text{ В}$
Число пар полюсів	$p_n = 3$
Момент інерції	$J_d = 0.962 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$
Номінальний ККД	$\eta = 0.89$
Коефіцієнт потужності	$\cos(\varphi)_n = 0.86$
Перевантажувальна здатність	$\lambda = 1.9$
Номінальне ковзання	$S_n = 0.04$
Критичне ковзання	$S_k = 0.23$
Номінальна частота напруги	$f = 50 \text{ Гц}$
Параметри Г-подібної схеми заміщення (у відносних одиницях)	
Індуктивний опір розсіювання статора	$\overline{x_1} = 0.079$
Активний опір статора	$\overline{R_1} = 0.032$
Приведений індуктивний опір розсіювання ротора	$\overline{x_2''} = 0.1$
Приведений активний опір ротора	$\overline{R_2''} = 0.038$
Індуктивний опір намагнічуючого контуру	$\overline{x_\mu} = 2.9$

3.1 Розрахунок номінальних даних двигуна

Кутова швидкість напруги статора:

$$\omega_{0n} = 2\pi f = 2 \cdot 3.14 \cdot 50 = 314 (\text{рад} / \text{с}) \quad (3.1)$$

Швидкість обертання ідеального холостого ходу:

$$\omega_{xx} = \frac{\omega_{0n}}{p_n} = \frac{314}{3} = 104.67(\text{rad} / \text{c}) \quad (3.2)$$

Номінальна швидкість двигуна:

$$\omega_n = \omega_{xx}(1 - S_n) = 104.67(1 - 0.04) = 100.48(\text{rad} / \text{c}) \quad (3.3)$$

Номінальний момент двигуна:

$$M_n = \frac{P_{2n}}{\omega_n} = \frac{37000}{100.48} = 368.23(\text{Hm}) \quad (3.4)$$

Критичний момент двигуна (по перевантажувальній здатності λ):

$$M_k = \lambda M_n = 1.9 \cdot 368.23 = 699.6(\text{Hm}) \quad (3.5)$$

Номінальні діючі значення фазної напруги статора:

$$U_n = \frac{U_{\text{ln}}}{\sqrt{3}} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 220(\text{B}) \quad (3.6)$$

Номінальне значення фазного струму статора:

$$I_n = \frac{P_{2n}}{3U_n \eta \cos(\varphi)} = \frac{37000}{3 \cdot 220 \cdot 0.89 \cdot 0.86} = 73.2(\text{A}) \quad (3.7)$$

Амплітудні значення фазного струму і напруги статора:

$$\begin{aligned} I_{na} &= \sqrt{2}I_n = \sqrt{2} \cdot 73.2 = 97.52(A); \\ U_{na} &= \sqrt{2}U_n = \sqrt{2} \cdot 220 = 311(B) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Амплітудні значення потокозчеплення статора на холостому ходу при $R_1 = 0$:

$$\psi_{1xx} = \frac{U_{na}}{\omega_{0n}} = \frac{311}{314} = 0.99(B\phi) \quad (3.9)$$

3.2 Розрахунок параметрів Т-подібної схеми заміщення

Перерахунок параметрів з Г-подібної схеми заміщення в Т-подібну виконується за наступною методикою [16]:

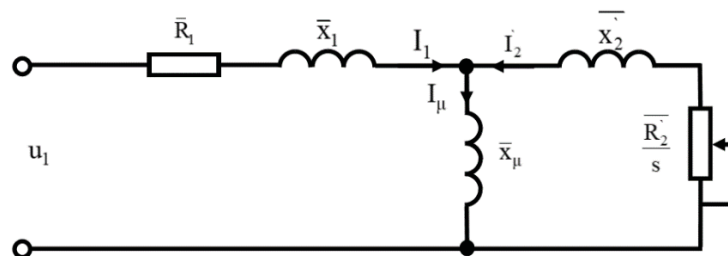


Рисунок 3.1 – Т-подібна схема заміщення АД

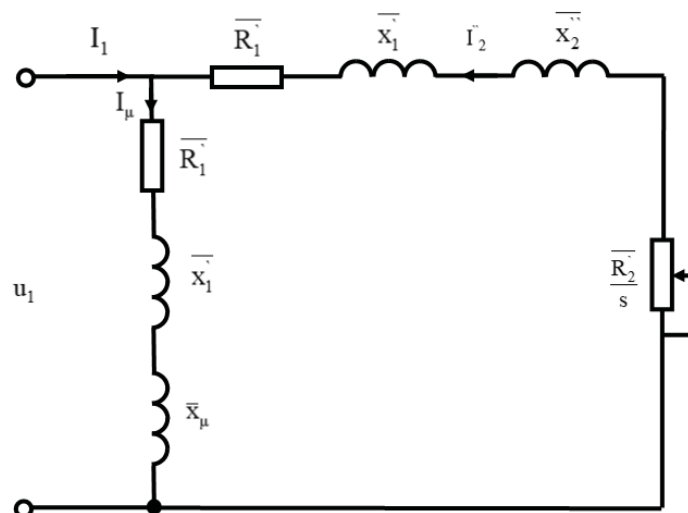


Рисунок 3.2 – Г-подібна схема заміщення АД

Коефіцієнт перерахунку між Т-подібною та Г-подібною схемами заміщення [16]:

$$c_1 = \frac{\overline{x_\mu} + \sqrt{\overline{x_\mu^2} + 4\overline{x_1} \overline{x_\mu}}}{2\overline{x_\mu}} = \frac{2.9 + \sqrt{2.9^2 + 4 \cdot 0.079 \cdot 2.9}}{2 \cdot 2.9} = \frac{5.954}{5.8} = 1.026 \quad (3.10)$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення у відносних одиницях:

$$\begin{aligned} \overline{x_1} &= \frac{\overline{x_1}}{c_1} = \frac{0.079}{1.026} = 0.077; \\ \overline{x_2} &= \frac{\overline{x_2}}{c_1^2} = \frac{0.1}{1.026^2} = 0.095; \\ \overline{R_1} &= \frac{\overline{R_1}}{c_1} = \frac{0.032}{1.026} = 0.03; \\ \overline{R_2} &= \frac{\overline{R_2}}{c_1^2} = \frac{0.038}{1.026^2} = 0.036 \end{aligned} \quad (3.11)$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення в абсолютних одиницях:

Індуктивний опір статора:

$$x_1 = \overline{x_1} \frac{U_n}{I_n} = 0.077 \frac{220}{73.2} = 0.23(Ом) \quad (3.12)$$

Активний опір статора:

$$R_1 = \overline{R_1} \frac{U_n}{I_n} = 0.03 \frac{220}{73.2} = 0.09(Ом) \quad (3.13)$$

Індуктивний опір ротора, приведений до статора:

$$x_2' = \overline{x_2} \frac{U_n}{I_n} = 0.095 \frac{220}{73.2} = 0.28(Ом) \quad (3.14)$$

Активний опір ротора, приведений до статора:

$$R_2 = \overline{R_2} \frac{U_n}{I_n} = 0.036 \frac{220}{73.2} = 0.11(Ом) \quad (3.15)$$

Індуктивний опір розсіювання:

$$x_\mu = \overline{x_\mu} \frac{U_n}{I_n} = 2.9 \frac{220}{73.2} = 8.72(Ом) \quad (3.16)$$

Індуктивності розсіювання статора і ротора:

$$\begin{aligned} L_{1\sigma} &= \frac{x_1}{\omega_{0n}} = \frac{0.23}{314} = 0.732 \cdot 10^{-3}(Гн); \\ L_{2\sigma} &= \frac{x_2'}{\omega_{0n}} = \frac{0.28}{314} = 0.892 \cdot 10^{-3}(Гн). \end{aligned} \quad (3.17)$$

Індуктивність намагнічуючого контуру:

$$L_m = \frac{x_\mu}{\omega_{0n}} = \frac{8.72}{314} = 0.028(Гн) \quad (3.18)$$

Індуктивність статора і ротора:

$$\begin{aligned} L_1 &= L_m + L_{1\sigma} = 0.028 + 0.732 \cdot 10^{-3} = 0.0287(\Gamma\text{H}); \\ L_2 &= L_m + L_{2\sigma} = 0.028 + 0.892 \cdot 10^{-3} = 0.0289(\Gamma\text{H}) \end{aligned} \quad (3.19)$$

На основі проведених розрахунків проводиться обчислення значень параметрів $\alpha, \alpha_1, \sigma, \sigma_1, \beta, \beta_1, \gamma, \gamma_1, \gamma_2$:

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2} = \frac{0.11}{0.0289} = 3.806(\text{Ом} / \Gamma\text{H}) \quad (3.20)$$

$$\alpha_1 = \frac{R_1}{L_1} = \frac{0.09}{0.0287} = 3.136(\text{Ом} / \Gamma\text{H}) \quad (3.21)$$

$$\sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2}\right) = 0.0287 \left(1 - \frac{0.028^2}{0.0287 \cdot 0.0289}\right) = 1.572 \cdot 10^{-3}(\Gamma\text{H}) \quad (3.22)$$

$$\sigma_1 = L_2 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2}\right) = 0.0289 \left(1 - \frac{0.028^2}{0.0287 \cdot 0.0289}\right) = 1.583 \cdot 10^{-3}(\Gamma\text{H}) \quad (3.23)$$

$$\beta = \frac{L_m}{L_2 \sigma} = \frac{0.028}{0.0289 \cdot 1.572 \cdot 10^{-3}} = 616.33(1 / \Gamma\text{H}) \quad (3.24)$$

$$\beta_1 = \frac{L_m}{L_1 \sigma_1} = \frac{0.028}{0.0287 \cdot 1.583 \cdot 10^{-3}} = 616.33(1 / \Gamma\text{H}) \quad (3.25)$$

$$\gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta = \frac{0.09}{1.572 \cdot 10^{-3}} + 3.806 \cdot 0.028 \cdot 616.33 = 122.933(\text{Ом} / \Gamma\text{H}) \quad (3.26)$$

$$\gamma_1 = \frac{R_2}{\sigma_1} + \alpha_1 L_m \beta_1 = \frac{0.11}{1.583 \cdot 10^{-3}} + 3.136 \cdot 0.028 \cdot 616.33 = 123.607 (\text{Ом} / \text{Гн}) \quad (3.27)$$

$$\gamma_2 = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta + \alpha = \frac{0.09}{1.572 \cdot 10^{-3}} + 3.806 \cdot 0.028 \cdot 616.33 + 3.806 = 126.739 (\text{Ом} / \text{Гн}) \quad (3.28)$$

Таблица 3.2 - Параметры двигателя 4АНК225М6У3

$P_{2n}, \text{кВт}$	37	$L_1, \text{Гн}$	0.0287
$\omega_{xx}, \text{рад/с}$	104.67	$L_2, \text{Гн}$	0.0289
$\omega_n, \text{рад/с}$	100.48	$L_m, \text{Гн}$	0.028
$M_n, \text{Нм}$	368.23	$\alpha, \text{Ом/Гн}$	3.806
$M_k, \text{Нм}$	699.6	$\alpha_1, \text{Ом/Гн}$	3.136
λ	1.9	$\sigma, \text{Гн}$	$1.572 \cdot 10^{-3}$
$I_{na}, \text{А}$	97.52	$\sigma_1, \text{Гн}$	$1.583 \cdot 10^{-3}$
$\psi_{I_{xx}}, \text{Вб}$	0.99	$\beta, \text{л/Гн}$	616.33
η	0.89	$\beta_1, \text{л/Гн}$	616.33
$\cos \varphi$	0.86	$\gamma, \text{Ом/Гн}$	122.933
$J_d, \text{кг} \times \text{м}^2$	0.962	$\gamma_1, \text{Ом/Гн}$	123.607
$R_1, \text{Ом}$	0.09	$\gamma_2, \text{Ом/Гн}$	126.739
$R_2, \text{Ом}$	0.11		

3.3 Розрахунок силовій частини перетворювача частоти

Для розрахунку основних елементів перетворювача необхідно мати значення таких параметрів: напруга та кількість фаз мережі живлення, потужність двигуна, ККД двигуна, номінальний струм двигуна, які були наведені раніше.

3.3.1 Розрахунок некерованого випрямляча

Для вибору діодів випрямляча необхідно розрахувати величину діючого струму, який протікає через діод з урахуванням коефіцієнтів запасу. Номінальне значення випрямленого струму має значення:

$$I_{dc} = \frac{k_{ovl} P_n}{U_{dcn} \eta \eta_{inv}} = \frac{1.4 \cdot 37000}{540 \cdot 0.89 \cdot 0.96} = 112.272(A) \quad (3.29)$$

де U_{dcn} – номінальне значення випрямленої напруги, B ; P_n – номінальна потужність перетворювача, Bm ; k_{ovl} – перевантажувальна здатність електропривода, яка для конвеєрів дорівнює $k_{ovl} = (1.4 \div 2)$.

При живленні перетворювача від трифазної мережі живлення $U_{grid} = 380 B$, напруга в ланці постійного струму при ідеальній фільтрації буде приблизно рівною $U_{dcn} = \sqrt{2} U_{grid} = 540 B$.

При виборі як силових діодів та/або IGBT для автономних інверторів напруги (АІН) їх максимально-допустима зворотна напруга (напруга колектор-емітер) має бути мінімум в 1.5 разів вищою, ніж максимальна напруга в ланці постійного струму, тобто:

$$U_{ce} > 1.5 U_{dc \max} \quad (3.30)$$

Максимальна напруга в ланці постійного струму сучасних перетворювачів визначається допустимою напругою встановлених електролітичних конденсаторів фільтру, і складає приблизно $750B$ для перетворювачів з трифазним живленням $U_{grid} = 380 B$.

Напруга колектор-емітер дорівнює:

$$U_{ce} = 1.5 \cdot 750 = 1125B \quad (3.31)$$

Силові діоди та IGBT транзистори мають стандартний ряд максимальних напруг колектор-емітер: 250, 600, 1200, 1700, 3300, 4500, 6500

В. Вибір силових діодів за критерієм:

$$U_{VDmax} > U_{ce}, I_{VD} > I_{max} \quad (3.32)$$

де U_{VDmax}, I_{VD} – зворотна напруга та тривалий струм діода, що вказані в паспортних даних діода.

Обираємо діод МД218А з параметрами $U_{zвmax} = 1200BB$ та струм $I_{max} = 100A$ [17].

3.3.2 Розрахунок автономного інвертора напруги

Приймаючи перевантажувальну здатність для електропривода рівною $k_{ovl} = 1.4$, розраховуємо максимальний струм на виході перетворювача:

$$I_{max} = k_{ovl} I_{na} = 1.4 \cdot 97.52 = 136.528(A) \quad (3.33)$$

Силлові модулі обираються за схожим до вибору діода критерієм, а саме:

$$I_c > I_{\max}, U_{ce\max} > U_{ce} \quad (3.34)$$

де $I_c, U_{ce\max}$ – тривалий струм колектора та напруга колектор-емітер, які вказані в паспортних даних.

Обираємо IGBT-модуль для інвертора FP150R12KT4P_B11 з параметрами $U_{ce} = 1200V$ та $I_c = 1500A$ [18].

3.3.3 Розрахунок зарядного кола для заряду конденсатора

При ввімкненні перетворювача необхідно забезпечити заряд конденсаторів фільтра з обмеженим струмом. Для цього в ланку постійного струму вмикається резистор з шунтуючим контактом, рис. 3.3.

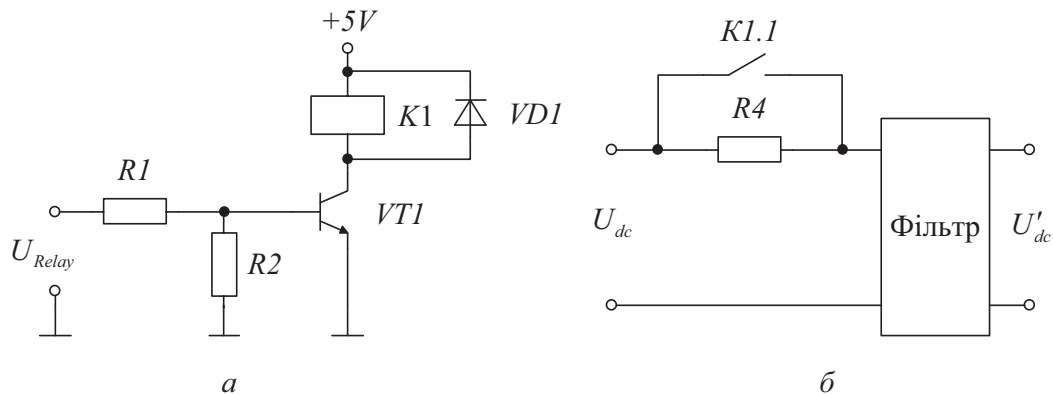


Рисунок 3.3 – Зарядне коло конденсаторів фільтра

Зарядний опір конденсаторного фільтра:

$$R_4 = \frac{U_{dcn}}{I_{dc}} = \frac{540}{97.52} = 5.537(Ом) \quad (3.35)$$

Обираємо резистор з опором 100 Ом.

Транзистор обирається за напругою U_{KE} та максимальним струмом колектора, що відповідає пусковому струму реле $I_{K\max} = I_{\text{реле.пуск.}}$.

Обираємо реле G5CA-1A-5DC з напругою $U_{\text{реле.спр.}} = 5B$, струмом $I_{\text{реле.пуск.мах}} = 40mA$ та струмом контактів $I_{\text{реле.DCмах}} = 10A$; обираємо транзистор BSV52 з напругою $U_{KE} = 12B$ та струмом $I_{K\max} = 200mA$ [19].

3.3.4 Розрахунок ємнісного фільтра

Ємність випрямляча визначається за формулою:

$$C = \frac{1}{2\pi k_p m f R_0} \quad (3.36)$$

де k_p – коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги, який для перетворювачів частоти вибирають в діапазоні $(0.02 \div 0.05)$, m – число фаз випрямляча, f – частота напруги мережі живлення, R_0 – еквівалентний опір навантаження ланки постійного струму.

Для визначення R_0 розраховуємо значення струму ланки постійного струму з урахуванням перевантаження.

Еквівалентний опір навантаження:

$$R_0 = \frac{U_{dcn}}{I_{dc}} = \frac{540}{97.52} = 5.537(Ом) \quad (3.37)$$

Розрахункове значення ємності фільтра для випадку $k_p = 0.04$:

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 0.04 \cdot 3 \cdot 50 \cdot 5.537} = 4793.08(мкФ) \quad (3.38)$$

Обираємо конденсатор В43456-А5568-М з ємністю 5600 мкФ та напругою 450В [20].

3.3.5 Розрахунок варистора та фільтру радіочастот

Типова структурна схема зображена на рис. 3.4.

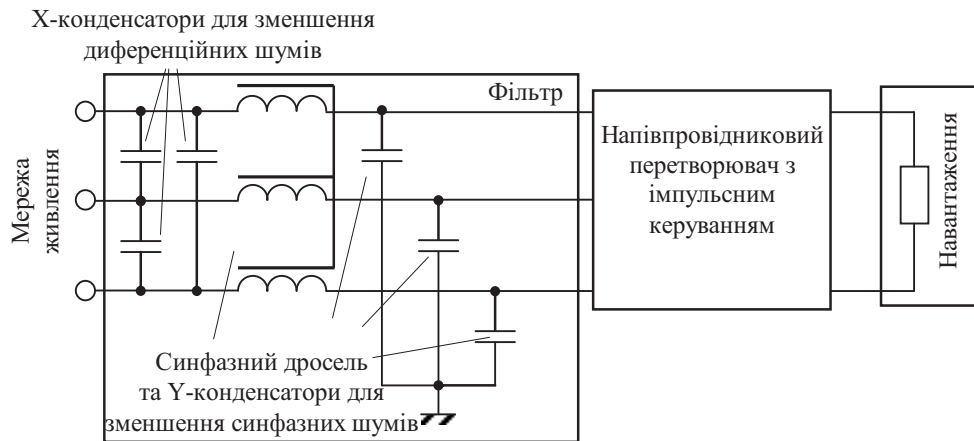


Рисунок 3.4 – Типова структура трифазного входного фільтра

Обираємо готовий трифазний фільтр електромагнітних перешкод фірми ELFIS серії 4ELF100ETV з параметрами $I_R = 100\text{А}$, $V_R = 250 / 440\text{В}$ [21].

3.3.6 Розрахунок давачів струму та напруги

Датчики струму обираються за максимальним струмом, який необхідно вимірювати, тобто щоб його діапазон вимірювання був більший за максимальний струм системи.

Давач струму обираємо за значенням I_{dc} . Тому обираємо давач SZ1K, з номінальним струмом 100А , загальна точність $\leq \pm 1\%$ [22].

Канал виміру напруги ланки постійного струму можна реалізувати за допомогою датчика типу SV025, діапазон входних напруг $10 \div 1500\text{В}$ [22]. В документації сказано, що максимальний струм первинного кола давача складає $I_{p\max} = 10\text{мА}$. Тому значення резистору R_I дорівнює:

$$R_1 = \frac{U_{DC\max}}{I_{p\max}} = \frac{750}{10 \cdot 10^{-3}} = 75(\text{кОм}) \quad (3.39)$$

Обираємо резистор зі стандартного ряду з номіналом $R_1 = 75k\Omega$.

Висновки до розділу 3

В даному розділі виконано розрахунок параметрів двигуна 4АНК225М6УЗ, які будуть використані при подальшому синтезі та моделюванні. Розрахована силова частина перетворювача частоти та здійснений вибір силових елементів, які були зазначені раніше.

РОЗДІЛ 4 РОЗРОБКА ТА МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ

В даному розділі виконано розробку системи векторного керування та проведено моделювання розробленої системи векторного керування для дослідження якості її роботи та забезпечення поставлених задач.

4.1 Формулювання задачі векторного керування

Для моделювання системи керування асинхронним двигуном використовується математична модель (4.1) в синхронній системі координат $(d-q)$ [23],[24]:

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c) - v\omega, & M &= \mu(\psi_{2d}\dot{i}_{1q} - \psi_{2q}\dot{i}_{1d}), \\ \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \omega_o i_{1q} + \alpha\beta\psi_{2d} + \beta p_n \omega \psi_{2q} + \frac{1}{\sigma} u_{1d}, \\ \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} - \omega_o i_{1d} - \alpha\beta\psi_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q}, \\ \dot{\psi}_{2d} &= -\alpha\psi_{2d} + p_n \omega_2 \psi_{2q} + \alpha L_m \dot{i}_{1d}, \\ \dot{\psi}_{2q} &= -\alpha\psi_{2q} - p_n \omega_2 \psi_{2d} + \alpha L_m \dot{i}_{1q},\end{aligned}\tag{4.1}$$

де ω – кутова швидкість ротора, $\omega_2 = \omega_o - \omega$, $(i_{1d}, i_{1q})^T$ – компоненти вектора струму статора в системі координат $(d-q)$, $(u_{1d}, u_{1q})^T$ – компоненти вектора напруги статора, $(\psi_{2d}, \psi_{2q})^T$ – компоненти вектора потокозчеплень ротора, M_c – момент навантаження, v – коефіцієнт в'язкого тертя.

Для спрощення регулювання і слідкування за АД вводиться поняття синхронної системи координат, яка позначається як $(d-q)$. Синхронна

система координат обертається відносно стаціонарної системи координат $(a - b)$ з швидкістю ω_0 , див. рис. 4.1.

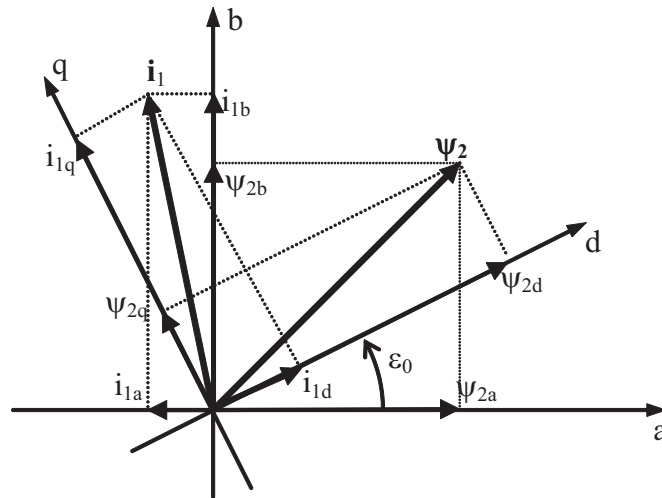


Рис. 4.1. Розташування векторів АД

Перетворення координат:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{dq} &= \mathbf{e}^{-j\varepsilon_0} \mathbf{x}_{ab} \\ \mathbf{x}_{ab} &= \mathbf{e}^{j\varepsilon_0} \mathbf{x}_{dq} \end{aligned} \quad \text{де} \quad \mathbf{e}^{-j\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon_0 & \sin\varepsilon_0 \\ -\sin\varepsilon_0 & \cos\varepsilon_0 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

де \mathbf{x}_{yz} позначає двовимірний вектор напруги, потокозчеплення і струму статора, ε_0 – кутове положення системи координат $(d - q)$ відносно стаціонарної $(a - b)$.

Припустимо, що для моделі асинхронного двигуна (4.1), виконується наступне:

- 1) Кутова швидкість ротора та струми статора доступні для вимірювання.
- 2) Параметри асинхронного двигуна відомі і незмінні.
- 3) Момент навантаження M_c обмежений, постійний, але невідомий..
- 4) Задані траєкторії потокозчеплення $\psi^* > 0$ та кутової швидкості ω^* є обмеженими функціями з обмеженими першою та другою похідними по часу.

Проектування алгоритмів прямого та непрямого векторного керування забезпечують:

1) Асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій швидкості та потокозчеплення, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0, \quad (4.3)$$

при умові, де $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$, $\tilde{\psi} = \psi - \psi^*$.

2) Асимптотичне орієнтування по вектору потокозчеплення ротора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_q = 0 \quad (4.4)$$

3) Асимптотичну лінеаризацію підсистеми швидкості до повністю керованої, лінійної форми.

4) Асимптотичну розв'язку процесів керування електромагнітними електромеханічними координатами привода.

4.2 Синтез системи непрямого векторного керування швидкістю

Синтез алгоритмів векторного керування по вимірюваному виходу виконується в два етапи: 1) синтезується підсистема керування потокозчепленням, 2) синтезується підсистема керування швидкістю. Обидві підсистеми синтезуються з використанням зворотної покрокової процедури проектування.

Похибки потокозчеплень системи $(d - q)$:

$$\begin{aligned} \tilde{\psi}_q &= \psi_q - \psi_q^*, \\ \tilde{\psi}_d &= \psi_d - \psi_d^*, \end{aligned} \quad (4.5)$$

Задаємо, що $\tilde{\psi}_q = \psi_q$, тоді можна вважати, що $\psi_d^* = \psi^*$.

Похідні для потокозчеплень:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_q &= \dot{\psi}_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_d &= \dot{\psi}_d - \dot{\psi}^*,\end{aligned}\tag{4.6}$$

Тепер рівняння для потокозчеплень із (4.1) в похибках відпрацювання:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha\tilde{\psi}_d - \alpha\psi^* + p_n\omega_2\tilde{\psi}_q + \alpha L_m\dot{i}_{ld} - \dot{\psi}^*, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha\tilde{\psi}_q - p_n\omega_2\tilde{\psi}_d - p_n\omega_2\psi^* + \alpha L_m\dot{i}_{lq},\end{aligned}\tag{4.7}$$

Треба враховуючи, що необхідно скомпенсувати всі складові першого рівняння із (4.7), що не містять похибки. Потім запишемо рівняння для струму $i_{ld} = i_{ld}^*$:

$$\dot{i}_{ld}^* = \frac{1}{\alpha L_m}(\alpha\psi^* + \dot{\psi}^*),\tag{4.8}$$

З рівняння (4.8) знаходимо похідну:

$$\ddot{i}_{ld}^* = \frac{1}{\alpha L_m}(\alpha\dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^*),\tag{4.9}$$

З другого рівняння (4.7) можна отримати рівняння, що забезпечує полеорієнтування системи $(d - q)$:

$$\begin{aligned}\omega_o &= \omega p_n + \alpha L_m \frac{\dot{i}_{lq}}{\psi^*}, \\ \dot{\varepsilon}_o &= \omega_o,\end{aligned}\tag{4.10}$$

Отримуємо рівняння похибок поточкозчеплень:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha \tilde{\psi}_d + p_n \omega_2 \tilde{\psi}_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha \tilde{\psi}_q - p_n \omega_2 \tilde{\psi}_d,\end{aligned}\tag{4.11}$$

При записі функції Ляпунова для (4.11) маємо:

$$\begin{aligned}V &= \frac{1}{2}(\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2), \\ \dot{V} &= -\alpha(\tilde{\psi}_d + \tilde{\psi}_q),\end{aligned}\tag{4.12}$$

З (4.12) слідує, що система (4.11) при додатних коефіцієнтах асимптотично прямує до нуля. Тому виконується умова $\lim_{t \rightarrow \infty}(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$. Оскільки $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_q = 0$ виходить, що полеорієнтування присутнє.

Для відпрацювання швидкості запишемо перше рівняння (4.1) у вигляді похибок:

$$\begin{aligned}\tilde{\omega} &= \omega - \omega^*, \quad \dot{\tilde{\omega}} = \dot{\omega} - \dot{\omega}^*, \\ \dot{\tilde{\omega}} &= \mu(\psi_d \dot{i}_{lq} - \psi_q \dot{i}_{ld}) + \tilde{M}_c - v(\tilde{\omega} + \omega^*) - \dot{\omega}^*,\end{aligned}\tag{4.13}$$

$$\text{де } \tilde{M}_c = \frac{1}{J} M_c - \hat{M}_c, \mu = \frac{1}{J} \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n.$$

Враховуючи, що ψ_q при векторному керуванні має бути рівне нулю, а $\psi_d = \psi_d^*$, нижнє рівняння перепишеться як:

$$\dot{\tilde{\omega}} = \mu \psi_d^* i_{1q} + \tilde{M}_c - \nu(\tilde{\omega} + \omega^*) - \dot{\omega}^*, \quad (4.14)$$

Регулювання в цьому рівнянні здійснює момент, а саме струм i_{1q} . Тоді рівняння керуючої дії:

$$\begin{aligned} i_{1q} &= \frac{1}{\mu \psi_d^*} (\hat{M}_c - k_\omega \tilde{\omega} + \dot{\omega}^* + \nu \omega^*), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (4.15)$$

де $k_\omega, k_{\omega i} > 0$ – пропорційна та інтегральна складові регулятора кутової швидкості.

Після підстановки (4.15) в (4.14) отримаємо рівняння динаміки в похибках:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{M}}_c &= -\dot{\hat{M}}_c = k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -k_\omega \tilde{\omega} + \tilde{M}_c + \mu \psi_d^* \tilde{i}_{1q}, \end{aligned} \quad (4.16)$$

З (4.16) отримуємо, що буде виконуватись умова $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{M}_c) = 0$, якщо

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i}_{1q} = 0.$$

За умови струмового керування $i_{lq} = i_{lq}^*$ знаходимо похідну від i_{lq}^* , де замість $\dot{\tilde{\omega}}$ підставляється рівняння (4.16):

$$\begin{aligned} i_{lq}^* &= \frac{1}{\mu\psi^*} \left(\hat{M}_c - k_\omega \tilde{\omega} + \dot{\omega}^* + v\omega^* \right), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\ i_{lq}^* &= \frac{1}{\mu\dot{\psi}^*} \left(\dot{\hat{M}}_c - k_\omega \left(-k_\omega \tilde{\omega} + \tilde{M}_c + \mu\psi^* \tilde{i}_{lq} \right) + \ddot{\omega}^* + v\dot{\omega}^* \right) - \frac{\dot{\psi}^*}{\psi^*} i_{lq}^*, \end{aligned} \quad (4.17)$$

Оскільки \tilde{M}_c є невідомою складовою, то як алгоритм регулятора записуємо лише відомі складові.

Перевіряємо відпрацювання асимптотичності струмів. Сформуємо керуючі напруги:

$$\begin{aligned} u_{ld} &= \sigma \left(-\omega_o i_{lq} + v_d \right), \\ u_{lq} &= \sigma \left(\omega_o i_{ld} + v_q \right), \end{aligned} \quad (4.18)$$

Тепер запишемо струми (4.1) в похибках регулювання, підставивши (4.18) в рівняння для них:

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{ld} &= i_{ld} - i_{ld}^*, \quad \dot{\tilde{i}}_{ld} = \dot{i}_{ld} - \dot{i}_{ld}^*, \\ \tilde{i}_{lq} &= i_{lq} - i_{lq}^*, \quad \dot{\tilde{i}}_{lq} = \dot{i}_{lq} - \dot{i}_{lq}^*, \\ \dot{\tilde{i}}_{ld} &= -\gamma \left(\tilde{i}_{ld} + i_{ld}^* \right) + \alpha\beta \left(\tilde{\psi}_{2d} + \psi^* \right) + \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2q} - \dot{i}_{ld}^* + v_d, \\ \dot{\tilde{i}}_{lq} &= -\gamma \left(\tilde{i}_{lq} + i_{lq}^* \right) - \alpha\beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta p_n \omega \left(\tilde{\psi}_{2d} + \psi^* \right) - \dot{i}_{lq}^* + v_q, \end{aligned} \quad (4.19)$$

Доповнюємо керуючі дії складовими, що можуть бути скомпенсовані:

$$\begin{aligned}
 u_{1d} &= \sigma \left(\gamma i_{1d}^* - \omega_o i_{1q} - \alpha \beta \psi^* + \dot{i}_{1d}^* - k_i \tilde{i}_{1d} + x_d \right), \\
 \dot{x}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_{1d}, \\
 u_{1q} &= \sigma \left(\gamma i_{1q}^* + \omega_o i_{1d} + \beta p_n \omega \psi^* + \dot{i}_{1q}^* - k_i \tilde{i}_{1q} + x_q \right), \\
 \dot{x}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_{1q},
 \end{aligned} \tag{4.20}$$

де $k_i, k_{ii} > 0$ – пропорційна та інтегральна складові регулятора струму.

Підставляємо всі керуючі дії в рівняння (4.18):

$$\begin{aligned}
 \dot{\tilde{i}}_{1d} &= -\gamma \tilde{i}_{1d} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2d} + \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2q}, \\
 \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -\gamma \tilde{i}_{1q} - \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta p_n \omega \tilde{\psi}_{2d},
 \end{aligned} \tag{4.21}$$

Якщо врахувати, що умова $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$ виконується, тоді отримуємо два диференційні рівняння першого порядку, які при додатних коефіцієнтах прямують до нуля, і виконується умова $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q}) = 0$.

4.3 Алгоритм непрямого векторного керування АД

Структура алгоритму непрямого векторного керування містить [25], [26]:

- розімкнутий регулятор модуля вектора потокозчеплення

$$\dot{i}_{1d}^* = \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*) \tag{4.22}$$

$$\dot{i}_{1q}^* = \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^*) \tag{4.23}$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega p_n + \alpha L_m \frac{\dot{i}_{lq}}{\psi^*}, \quad (4.24)$$

- регулятор струму по осі (d) (польової складової струму статора)

$$\begin{aligned} u_{ld} &= \sigma \left(\gamma \dot{i}_{ld}^* - \omega_0 \dot{i}_{lq} - \alpha \beta \psi^* + \dot{i}_{ld}^* - k_i \tilde{i}_d - x_d \right), \\ \dot{x}_d &= k_{ii} \tilde{i}_{ld}, \end{aligned} \quad (4.25)$$

- регулятор кутової швидкості

$$\begin{aligned} \dot{i}_{lq}^* &= \frac{1}{\mu \psi^*} \left(-k_\omega \tilde{\omega} + \hat{M}_c + \dot{\omega}^* + v \omega^* \right) \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega} \end{aligned} \quad (4.26)$$

$$\dot{i}_{lq}^* = \frac{1}{\mu \psi^*} \left[-k_\omega \left(-k_\omega \tilde{\omega} + \mu \psi^* \tilde{i}_q \right) + \dot{\hat{M}}_c + \ddot{\omega}^* + v \dot{\omega}^* \right] - \frac{\dot{\psi}^*}{\psi^*} \dot{i}_{lq}^* \quad (4.27)$$

- регулятор струму по осі (q) (моментної складової струму статора)

$$\begin{aligned} u_{lq} &= \sigma \left(\gamma \dot{i}_{lq}^* + \omega_0 \dot{i}_{ld} + \beta \omega p_n \psi^* + \dot{i}_{lq}^* - k_{iq} \tilde{i}_q - x_q \right), \\ \dot{x}_q &= k_{ii} \tilde{i}_{lq}, \end{aligned} \quad (4.28)$$

Визначення коефіцієнтів регуляторів, налаштування на модульний оптимум $k_{\omega i} = \frac{k_\omega^2}{2}, \xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$. Визначимо час на розгін при номінальному моменті:

$$t = \frac{\omega_H J}{M_H} = \frac{96.34 \cdot 0.0046}{11.42} = 0.039 \text{ с.}$$

Частота коливань:

$$\omega_o = \frac{1}{t} = 25.77 \text{ рад/с.}$$

Коефіцієнти струмового контуру:

$$k_{ii} = \omega_o^2 = 664,$$

$$k_i = \sqrt{2k_{ii}} = 36,$$

Визначаємо коефіцієнти контуру швидкості, враховуючи, що для контуру швидкості $\omega_{\omega\omega} = 5\omega_o$:

$$k_{\omega i} = \omega_{\omega\omega}^2 = 16602.32,$$

$$k_{\omega} = \sqrt{2k_{\omega i}} = 182,$$

Структурна схема непрямого векторного керування швидкістю зображена на рис. 4.2.

Дослідження моделі векторного керування виконується на основі математичної моделі асинхронного двигуна 4АНК225М6У3, зібраної в Simulink. Зображення моделі показано на рис. 4.3.

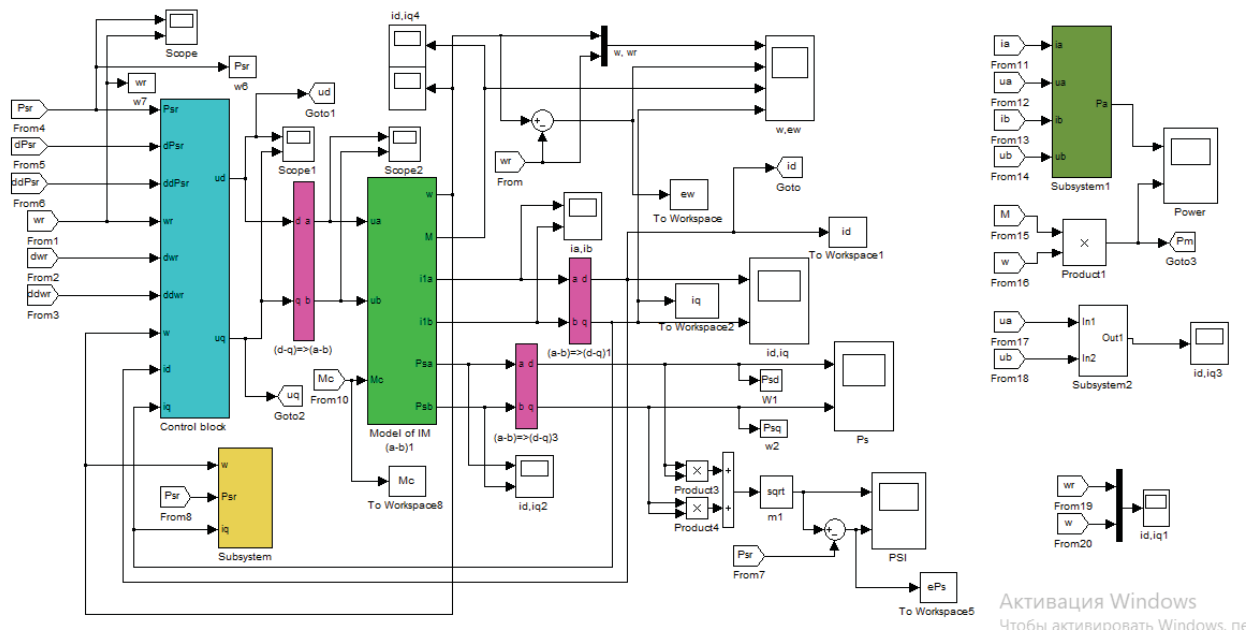


Рисунок 4.3 – Модель непрямого векторного керування в Simulink

4.4 Дослідження динамічних характеристик

Дослідження динамічних характеристик відбувається при відомих параметрах асинхронного двигуна, що наведені в табл. 3.1, відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості при розгоні, компенсація постійного номінального моменту навантаження, гальмування двигуна.

Дослідження динамічних характеристик двигуна здійснюємо за наступним порядком режимів роботи двигуна:

1) збудження двигуна. В момент часу $t = 0 \dots 0.1$ с. відбувається наростання збудження двигуна від значення 0.02 Вб до 0.99 Вб. Збудження тримається на відповідному значенні протягом усього часу моделювання.

2) відпрацювання траєкторії розгону. Розгін починається в момент часу $t = 0.5$ с. і триває 0.2 с. З міркувань забезпечення доступної напруги живлення в межах не більше ніж ± 311 В амплітудного значення задана швидкість становить $\omega^* = 0.96\omega_n = 0.96 \cdot 100.48 = 96.46$ рад/с.

3) накидання статичного номінального навантаження, який дорівнює 368.23 Нм, виконується в момент часу $t = 1$ с.

4) скидання статичного номінального навантаження виконується в момент часу $t = 1.4$ с.

5) відпрацювання траєкторії гальмування. Гальмування починається в момент часу $t = 1.7$ с. і триває 0.2 с.

На рис. 4.4 наведено графіки заданих траєкторій швидкості ω^* , потокозчеплення ψ^* та номінальний момент M_n .

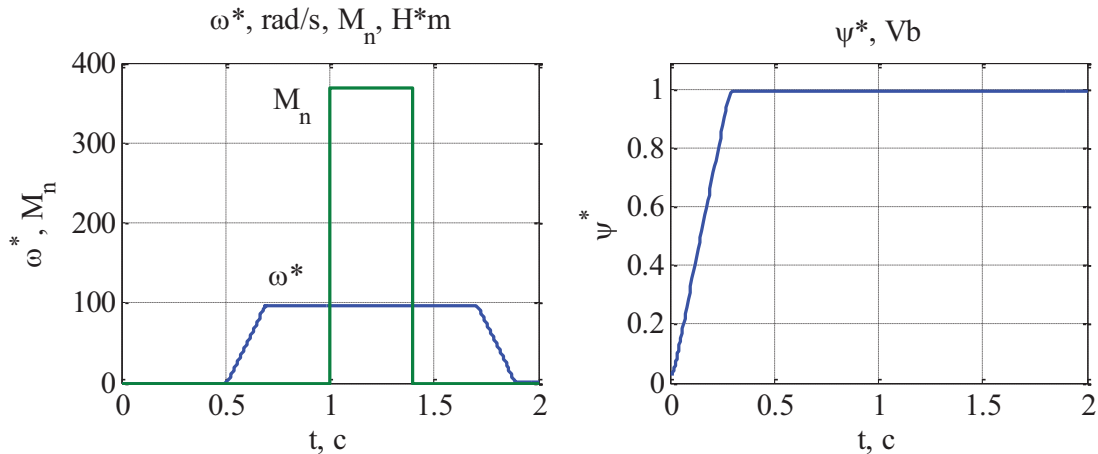


Рисунок 4.4 – Задані траєкторії швидкості та потокозчеплення

Після створення і передачі заданих траєкторій до двигуна, можемо спостерігати процеси, що відбуваються в двигуні та регуляторі. Спостереження найдоцільніше виконувати за перехідними процесами всіх доступних та бажаних для вимірювання змінних. На рис. 4.5 наведено перехідні процеси: похибка відпрацювання кутової швидкості ω_{err} , похибка відпрацювання потокозчеплення ψ_{err} , складова потокозчеплення ψ_d , складова потокозчеплення ψ_q , складова струму i_d , складова струму i_q , складова заданого струму i_d^* , складова заданого струму i_q^* .

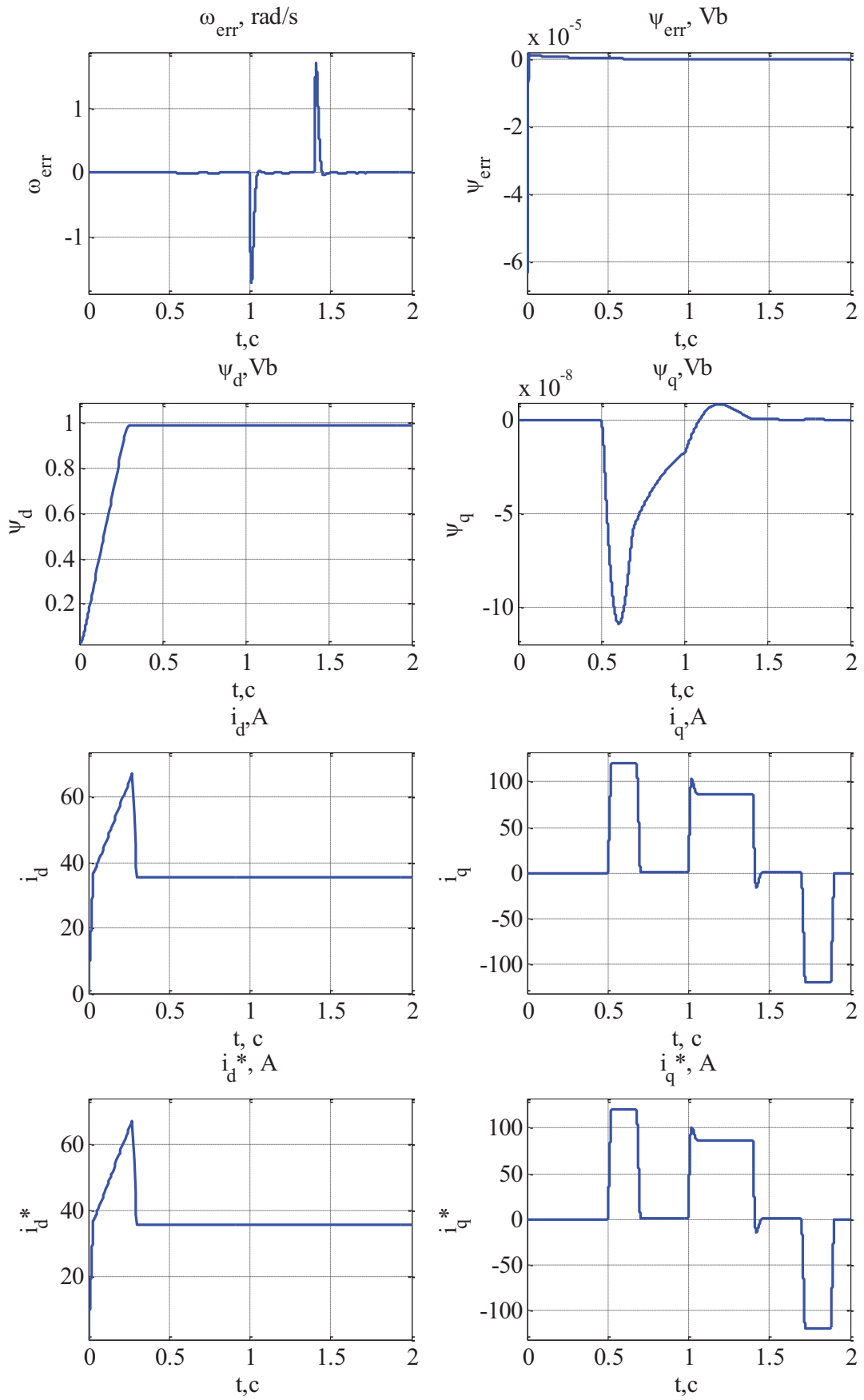


Рисунок 4.5 – Графіки перехідних процесів

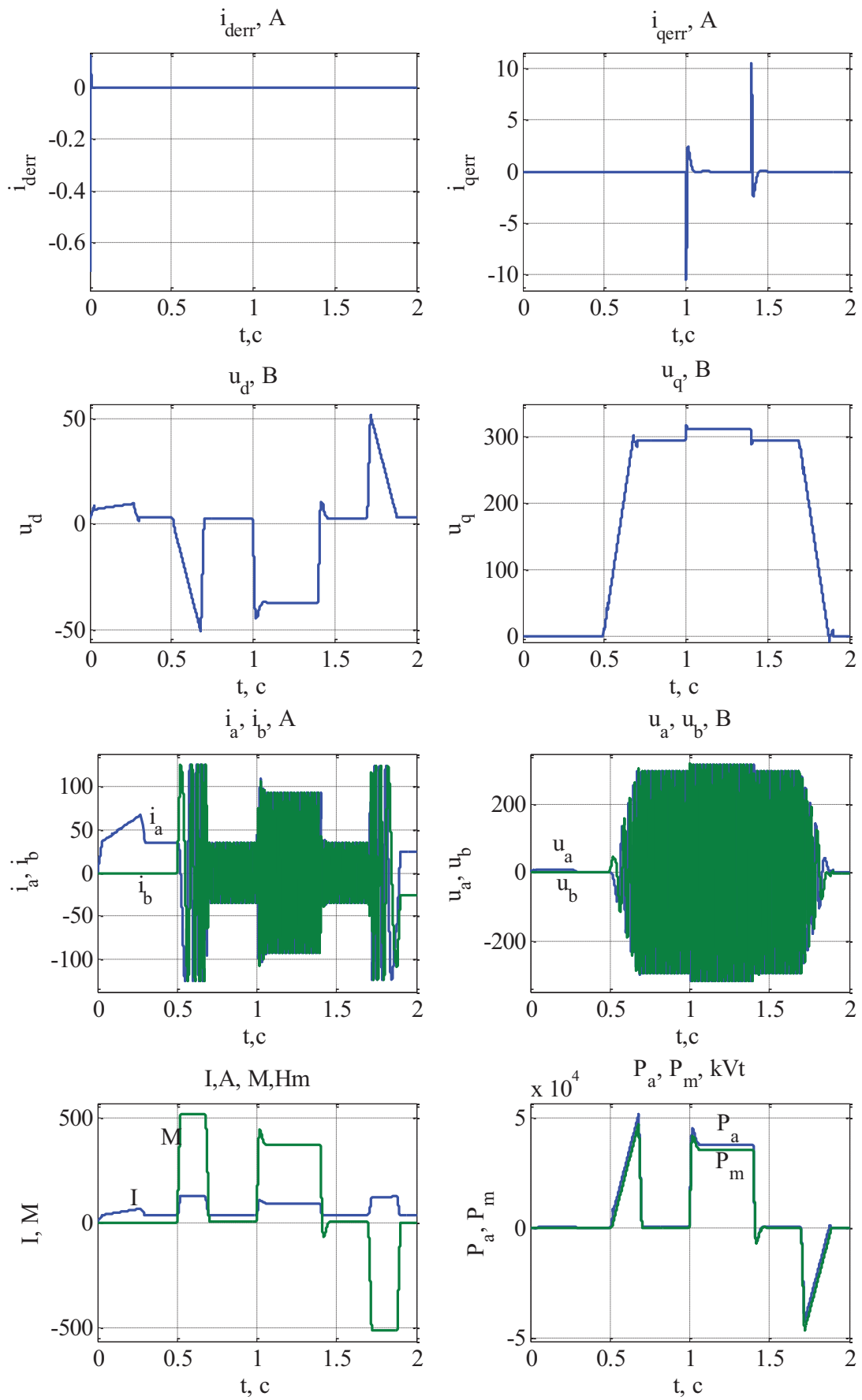


Рисунок 4.6 – Графіки перехідних процесів

На рис. 4.6 наведено графіки перехідних процесів: похибка струму i_{derr} , похибка струму i_{qerr} , завдання складової напруги u_d , завдання складової напруги u_q , складові струмів i_a, i_b , завдання складових напруг u_a, u_b , модуль струму I та момент двигуна M , активна та механічна потужності P_a, P_m .

З рис. 4.4-4.6 видно, що похибки при розгоні і гальмуванні відсутні, а під час накидання і скидання моменту збурення з'являється динамічна похибка в 1.89 рад/с і затухає в нуль через 0.1 секунду. Статична похибка відсутня. При наростанні потокозчеплення з'являється майже нульова похибка і затухає в нуль через 0.1 секунди. Значення заданого струму i_q^* в момент розгону і гальмування має значення 85 А, так само, як і при накиданні номінального моменту збурення. З цього слідує, що час розгону і гальмування двигуна був розрахований коректно. Завдання струму i_d^* в час $t=0...0.27$ с. має форму піки, максимум якої набуває значення 68 А, а після завершення наростання потокозчеплення приймає встановлене значення 36 А. Похибка моментного струму i_q під час розгону і гальмування двигуна відсутня, а при накиданні і скиданні моменту збурення з'являється похибка в 10 А, що затухає в нуль через 0.5 с.. Похибка полеутворюючого струму i_d в 68 А з'являється на початку наростання потокозчеплення в двигуні, і затухає в нуль через 0.27 секунд.

Потокозчеплення по осі q відхиляється від нуля на 10^{-10} Вб в час початку розгону двигуна і затухає в час $t=0.8$ с., що показує полеорієнтованість системи. Потокозчеплення по осі d майже ідеально відпрацьовує задану траєкторію. Напруга u_q повторює по формі траєкторію швидкості до моменту накидання навантаження. На холостому ході напруга має значення 290 В, а під навантаженням значення 311 В. В час $t=1$ с. значення напруги зростає до значення 311 В для компенсації накинутаго моменту збурення. В час $t=1.4$ с. напруга повертається до значення 290 В. В час $t=1.85$ с. напруга спадає до значення 5 В для підтримання збудження.

Модуль струму статора I в час $t=0.1 \dots 0.25$ с. нарастає до значення 67.2 А для відпрацювання траєкторії потокозчеплення. В час 0.5...0.7 с. нарастає до значення 126.8 А для забезпечення розгону двигуна. В час 1 с. струм виростає до 96.2 А для створення моменту двигуна. В час 1.15 с. струм спадає до значення 89.6 А, оскільки момент навантаження скидається. В час 1.6..1.65 с. струм виростає до значення 126.8 А для забезпечення гальмування двигуна. Так як при моделюванні похибки регульованих величин ψ, ω, i_d, i_q з часом стають нульовими, тому можна сказати, що асимптотичність досягається і відпрацювання заданих величин виконується.

Висновки до розділу 4

В даному розділі було виведено систему непрямого векторного керування швидкістю із моделі АД в синхронних координатах (4.1).

Під час виводу було забезпечено полеорієнтування і асимптотичне регулювання потокозчеплення із (4.11)-(4.12). Також було досягнуто асимптотичності регулювання кутової швидкості із (4.16) і досягнуто струмового керування із (4.21). Таким чином розроблений алгоритм забезпечує умови $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0$, полеорієнтування, асимптотичну лінеаризацію векторів, і розв'язку керування електричними та електромеханічними координатами.

Ще було виконано розрахунок пропорційних і інтегральних складових регуляторів струму та кутової швидкості при пуску з номінальним моментом, які в подальшому будуть використані для моделювання і перевірки алгоритму.

З отриманих характеристик динамічних процесів бачимо, що в системі при розгоні, роботі з постійним навантаженням виконується полеорієнтування (бо ψ_q має дуже малі значення, близькі до нуля).

Бачимо стовідсоткове відпрацювання заданої швидкості – відсутня статична похибка. Спостерігаємо виникнення невеликої похибки по

швидкості при прикладанні моменту навантаження. Теж саме можна сказати і про відпрацювання заданого потоку.

Як вже було сказано, в системі прямого векторного керування з орієнтацію за вектором потокозчеплення ротора складова $\psi_q = 0$, тобто вектор потокозчеплення зорієнтований точно за віссю d .

Спостерігаємо також незалежність магнітних процесів від механічних, тобто всі величини потокозчеплень ніяк не змінюються при зміні моменту навантаження або швидкості.

На відміну від звичайного частотного керування, при прикладанні моменту навантаження збільшується прикладена напруга і струм статора, що підтримує швидкість на постійному рівні. Спостерігається збільшення частоти струму при розгоні і прикладанні навантаження.

Векторне керування забезпечує постійність швидкості при прикладанні моменту. З графіків струму бачимо, що в системі присутнє форсування для пришвидшення намагнічування системи та збільшення її швидкодії.

З графіків активної та механічної потужностей бачимо, що при заданій номінальній швидкості ККД є найбільшим. Спостерігаємо подальше зменшення коефіцієнту корисної дії при зменшенні заданої швидкості, що підтверджує необхідність вибору двигуна саме на необхідну потужність та номінальну швидкість. Спостерігаємо зменшення струму i_q , та постійність струму i_d при зміні величини заданої швидкості.

Також бачимо зменшення частоти компонент струму статора зі зменшенням заданої швидкості, найменшою вона є при заданій нульовій швидкості. Також при заданій нульовій швидкості спостерігаємо постійність струмів на ділянці розгону та гальмування. Коливання струмів відбуваються при прикладанні моменту навантаження.

РОЗДІЛ 5 РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЕКТУ

В даному розділі буде розроблено стартап-проект автономного інвертора з різними методами керування та покращеними вхідними та вихідними показниками. Це досить актуально, тому існує можливість для подальшого використання на підприємствах або в особистих цілях.. Удосконалення принципів перетворення систем змінного струму однієї частоти і напруги у системи змінного струму іншої частоти і напруги із забезпеченням при цьому високої якості перетвореної напруги і струму, що споживається від первинної системи живлення, та забезпечення максимально можливого коефіцієнта використання первинної напруг дає змогу користувачам отримати більш якісну електроенергію та зменшити її втрати, що економить кошти.

Можна виділити наступні риси стартап-проекту[27]:

- новизна проекту, як правило, полягає в застосуванні інноваційних технологій, інноваційних бізнес-моделей або нових способів по задоволенню потреб споживачів;
- створений товар або послуга повинна мати великий попит в даний час або в короткостроковій перспективі;
- творці стартап компанії повинні володіти проактивним способом мислення, мати здібності до навчання в ході діяльності, для того, щоб збирати відгуки споживачів і, виходячи з них, вести процес з розробки продукції;
- підприємство має високу продуктивність, і інвестиції багаторазово повертаються за відносно короткий час (зазвичай від 3 до 5 років)

Тобто головною перевагою стартапів вважається мобільність при втіленні нових ідей, що дозволяє скласти конкуренцію великим компаніям.

Далі наведені маркетингові аспекти створення такого стартап-проекту. Опис ідеї товару, переваги на недоліки наведені у табл. 5.1-5.2.

Таблиця 5.1 – Опис ідеї проекту

<i>Зміст ідеї</i>	<i>Напрямки застосування</i>	<i>Вигоди для користувача</i>
Пропонується автономний інвертор напруги з ШІМ керуванням.	1. Комп'ютерна техніка	Зниження витрат при сплаті рахунків за електроенергію.
	2. Імпульсні джерела живлення	Покращена стабільність напруги
	3. Підприємство	Значне зниження витрат при сплаті рахунків за електроенергію.

Проаналізуємо потенційні техніко-економічних переваги цієї ідеї порівняно із пропозиціями конкурентів, а саме (табл. 5.2):

- наведемо перелік техніко-економічних характеристик;
- визначимо попереднє коло конкурентів або товарів-замінників чи товарів-аналогів, що вже існують на ринку;
- порівняємо показники, визначивши показники, що мають гірші значення (W , слабкі); б) аналогічні (N, нейтральні) значення; в) кращі значення (S, сильні).

Таблиця 5.2 – Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту

№ n/ n	Техніко-економічні характеристики ідеї	(потенційні) товари/концепції конкурентів				W (слабка сторона)	N (нейтральна сторона)	S (сильна сторона)
		Мій проект	Конкурент 1	Конкурент 2	Конкурент 3			
1.	Легкість виготовлення	Так	Ні	Ні	Ні			+
2.	Простота конструкції	Так	Ні	Ні	Так		+	
3.	Компактність (масогабаритні)	Ні	Ні	Ні	Так	+		

	показники)							
4.	Собівартість	Низь- ка	Висока	Висока	Висока			+

Після проведеного аналізу переваг та недоліків потенційного проекту можливо зробити оцінку, наскільки він конкурентоспроможний.

Проведено аудит технологій, за допомогою яких можна реалізувати ідею проекту та обрано одну по якій буде далі реалізовано проект. Результати занесені в табл. 5.3.

Таблиця 5.3 – Технологічна здійсненність ідеї проекту

№ п/п	Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1.	Автономний інвертор на основі скалярного алгоритму керування	Розрахунок відповідних законів керування та обрахунок складних диференціальних рівнянь.	Наявна	Доступна
2.	Автономний інвертор на основі векторного алгоритму керування	Розрахунок відповідних законів керування та обрахунок складних диференціальних рівнянь.	Наявна	Доступна

Обрана технологія реалізації ідеї проекту: автономний інвертор на основі векторного алгоритму керування, оскільки такі технології є доступними, та при певних напрацюваннях можуть виконуватися розробником проекту.

Щоб спланувати напрям розвитку стартап-проекту необхідно визначити ринкові можливості, які можна використати під час ринкового впровадження проекту, та загроз на ринку, які можуть перешкодити реалізації проекту. Потім відбувається планування вже з урахуванням стану ринкового середовища, потреб потенційних клієнтів та пропозицій проектів-конкурентів. Спочатку проведемо аналіз попиту: наявність попиту, обсяг, динаміка розвитку ринку (табл. 5.4).

Таблиця 5.4 – Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проекту

<i>№ n/ n</i>	<i>Показники стану ринку (найменування)</i>	<i>Характеристика</i>
1	Кількість головних гравців, од	≤ 10
2	Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	1000
3	Динаміка ринку (якісна оцінка)	Зростає
4	Наявність обмежень для входу	Вузька спеціалізація
5	Особливі вимоги до стандартизації та сертифікації	Відсутні
6	Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	$\geq 90\%$

Надалі визначимо потенційних клієнтів, їх характеристики та сформуємо орієнтовний перелік вимог до товару (табл. 5.5)

Таблиця 5.5 – Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

<i>№ n/n</i>	<i>Потреба, що формує ринок</i>	<i>Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)</i>	<i>Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів</i>	<i>Вимоги споживачів до товару</i>
1.	Зменшення вартості електроенергії	Невеликі компанії, підприємства.	Цільова група не має обмежень, окрім наявності необхідних коштів, які необхідно буде затратити.	Продукт має справно працювати, та не приносити зайвих витрат, крім запланованих.. Компанія має забезпечити технічну підтримку.

Після визначення потенційних клієнтів стартап-проекту проаналізуємо ринкове середовище, шляхом створення табл.5.6, в якій наведено фактори що чинять загрозу для стартап-проекту, та табл.5.7 в якій показано можливості що сприяють росту стартап-проекту,

Таблиця 5.6 – Фактори загроз

<i>№ n/n</i>	<i>Фактор</i>	<i>Зміст загрози</i>	<i>Можлива реакція компанії</i>
1.	Загроза проникнень	Спроби конкурентів захопити ринок	Створення нових патентів, обмежений доступ до ресурсів з інформацією.
2.	Збій нормальної роботи системи керування	Появлення нових вірусів	Заміна системи керування, написання алгоритму перешкоджання вірусу

Таблиця 5.7 – Фактори можливостей

<i>№ n/n</i>	<i>Фактор</i>	<i>Зміст можливості</i>	<i>Можлива реакція компанії</i>
1.	Конкурентноспроможність	Захоплення ринку завдяки новизні товару	Впровадження нових технологій
		Захоплення ринку завдяки дешевизні товару	Простота товару – низька ціна
2.	Ринкова сила	Адаптивна лінія поведінки на ринку	Диференціація витрат

У табл.5.8 проведено аналіз пропозиції даного стартап-проекту з точки зору конкурентного середовища та наведено можливі дії компанії щоб бити конкурентоспроможною. Адже існують наступні особливості конкурентного середовища:

1. Тип конкуренції (монополія, олігополія, монополістична, чиста).

2. За рівнем конкурентної боротьби (локальний, національний).
3. За галузевою ознакою (міжгалузева, внутрішньогалузева).
4. За видами товарів (товарно-родова, товарно-видова).
5. За характером конкурентних переваг (цінова, нецінова).
6. За інтенсивністю (марочна, немарочна).

На основі аналізу конкуренції, проведеного в табл.5.8, а також із урахуванням характеристик ідеї проекту, вимог споживачів до товару та факторів маркетингового середовища визначається та обґрунтовується перелік факторів конкурентоспроможності.

Аналіз обґрунтування факторів конкурентоспроможності наведено в табл. 5.10.

Таблиця 5.8 – Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

<i>Особливості конкурентного середовища</i>	<i>В чому проявляється дана характеристика</i>	<i>Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною)</i>
1. Тип конкуренції - чиста.	Прозора конкуренція, якісніша продукція перемагає.	Модернізація товару та підвищення надійності
2. Рівень конкурентної боротьби - локальний	Електротехнічний ринок	Створення новизни
3. За галузевою ознакою - міжгалузева	Різні галузі застосування	Розширення галузей застосування
4. Конкуренція за видами товарів - товарно-родова	Належить до перетворювачів частоти	Розширення функціоналу
5. За характером конкурентних переваг	Менша ціна – більший попит.	Акції, зниження ціна не жертвуючи якістю.

- цінова		
6. За інтенсивністю - не марочна	Конкуренція жорстка	не Різновиди піару, реклами

Таблиця 5.9 – Аналіз конкуренції в галузі за М. Портером

Складові аналізу	<i>Прямі конкуренти в галузі</i>	<i>Потенційні конкуренти</i>	<i>Постачальники</i>	<i>Клієнти</i>	<i>Товари-замінники</i>
	<i>Навести перелік прямих конкурентів</i>	<i>Визначити бар'єри входження в ринок</i>	<i>Визначити фактори сили постачальників</i>	<i>Визначити фактори сили споживачів</i>	<i>Фактори загроз з боку замінників</i>
Висновки:	На ринку існує 3 конкурента. Кожен з конкурентів пропонує аналогічні товари, але кожен з них має свої особливості, а також переваги і недоліки	Можливість входу в ринок є. В залежності від потреб покупців конкурентами можуть бути всі 3 компанії	Постачальники відсутні. Компанія напряду узгоджує з покупцем умови закупівлі та поставки	Клієнти диктують необхідні технічні та цінові характеристики продуктів та обирають надійні та відомі марки	Товари замінники можуть бути замінені запропонованим з кращими технічними характеристиками і якістю

Таблиця 5.10 – Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

<i>№ n/n</i>	<i>Фактор конкурентоспроможності</i>	<i>Обґрунтування (наведення чинників, що роблять фактор для порівняння конкурентних проектів значущим)</i>
1.	Можливість покращення якості електроенергії	Це робить товар для користувачів привабливим, оскільки він в подальшому буде зберігати кошти.
2.	Мала собівартість	Це робить товар для покупців привабливим для покупців.

За визначеними факторами конкурентоспроможності (табл.5.10) проводиться аналіз сильних та слабких сторін стартап-проекту (табл.5.11)

Таблиця 5.11 – Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін «Автономний інвертор з ШІМ керуванням»

<i>№ n/ n</i>	<i>Фактор конкурентоспроможності</i>	<i>Бали 1-20</i>	<i>Рейтинг товарів-конкурентів у порівнянні з запропонованим проектом</i>						
			-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
1	Можливість покращення якості електроенергії	20	+						
2	Мала собівартість	20			+				

Фінальним етапом ринкового аналізу можливостей впровадження проекту є складання SWOT-аналізу (матриці аналізу сильних (Strength) та слабких (Weak) сторін, загроз (Troubles) та аналізу можливостей (Opportunities) впровадження проекту) (табл.5.12) на основі виділених ринкових загроз та можливостей, та сильних і слабких сторін

Таблиця 5.12 – SWOT- аналіз стартап-проекту

Сильні сторони: Можливість покращення якості електроенергії, мала собівартість	Слабкі сторони: незадовільні масо-габаритні показники, вузький ринок
Можливості: зменшити витрати на електроенергію	Загрози: сумніви покупця в ефективності товару

Таблиця 5.13 – Альтернативи ринкового впровадження стартап-проекту

<i>№ n/n</i>	<i>Альтернатива (орієнтовний комплекс заходів) ринкової поведінки</i>	<i>Ймовірність отримання ресурсів</i>	<i>Строки реалізації</i>
1.	Виготовлення готових комплектів	85%	2 місяці
2.	Розробка технічної документації, завдання виробництва та готового проекту для заводського виготовлення готових комплектів.	50%	6 місяців

Виходячи з аналізу ринкової можливості запуску проекту, робиться висновок, що альтернатива №1 є більш привабливою, оскільки строки реалізації менші і отримання ресурсів ймовірніші, хоча альтернатива №2 є також досить привабливою, але свої плоди вона почне приносити значно пізніше, і ймовірність отримання ресурсів є меншим і туманними

Результати розроблення ринкової стратегії проекту представлені в табл. 5.14-5.17.

Таблиця 5.14 – Вибір цільових груп потенційних споживачів

<i>№ n/ n</i>	<i>Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів</i>	<i>Готовність споживачів сприйняти продукт</i>	<i>Орієнтовний й попит в межах цільової групи (сегменту)</i>	<i>Інтенсивність конкуренції в сегменті</i>	<i>Простота входу у сегмент</i>
1.	Для індивідуального користування	Сумніви покупця в ефективності товару	Користувач і будуть зацікавлені в подібній системі для зменшення грошових витрат порівняно з іншими	Існують 3 конкуренти. Але їх запропонована продукція є більш дорогою, та має гірші технічні характеристик	При вході у сегмент можуть виникнути проблеми через реклаमाцію продукту, та
2.	Для невеликих компаній, підприємств	Дешевизна готової продукції зацікавить великих споживачів			

			аналогами.	и.	невідомість фінансової фірми
Які цільові групи обрано: обрано основну цільову групу – індивідуальний користувач, оскільки для них питання економії фінансів є більш пріоритетні. і додаткову – невеликі компанії та підприємства, якщо їх потреби будуть забезпечуватися, і вони будуть співпрацювати з фірмою яка має малий стаж роботи на ринку.					

Таблиця 5.15 – Визначення базової стратегії розвитку

<i>№ п/п</i>	<i>Обрана альтернатива розвитку проекту</i>	<i>Стратегія охоплення ринку</i>	<i>Ключові конкурентоспроможні позиції відповідно до обраної альтернативи</i>	<i>Базова стратегія розвитку</i>
1.	Виготовлення готових комплектів з використанням простих і доступних елементів.	Масовий маркетинг	Зроби самостійно свій власний АІН з ШІМ керуванням	Стратегія диференціації

Таблиця 5.16 – Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

<i>№ п/п</i>	<i>Чи є проект «першопрохідцем» на ринку?</i>	<i>Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?</i>	<i>Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?</i>	<i>Стратегія конкурентної поведінки</i>
1.	Так	Шукати нових та забирати існуючих	Так	Стратегія наслідування лідеру

Таблиця 5.17 – Визначення стратегії позиціонування

<i>№ n/ n</i>	<i>Вимоги до товару цільової аудиторії</i>	<i>Базова стратегія розвитку</i>	<i>Ключові конкурентоспромо жні позиції власного стартап- проекту</i>	<i>Вибір асоціацій, які мають сформувати комплексну позицію власного проекту (три ключових)</i>
1.	Забезпечення дешевизни товару.	Стратегія диференціації	Економія витрат на електроенергію.	Зробити свій АІН з ШІМ керуванням для економії електроенергії.

Спочатку сформуємо маркетингову концепцію товару, підсумувавши результати аналізу конкурентоспроможності товару у табл.5.18.

Таблиця 5.18 – Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

<i>№ n/n</i>	<i>Потреба</i>	<i>Вигода, яку пропонує товар</i>	<i>Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що потрібно створити)</i>
1.	Зменшення витрат на електроенергію	Економія коштів покупців	Економія коштів покупців

Таблиця 5.19 – Опис трьох рівнів моделі товару

<i>Рівні товару</i>	<i>Сутність та складові</i>		
I. Товар за задумом	Продукція компанії дає можливість кожному бажаному придбати готовий АІН с ШІМ керуванням або зібрати його власноруч.		
II. Товар у реальному виконанні	Властивості/характеристики	М/Нм	Вр/Тх /Тл/Е/Ор
	1. Легкість виготовлення 2. Простота конструкції 3.Компактність 4. Низька вартість.	-	-
	Тестування при налаштуванні та випробування проводитимуться на виробництві або особисто покупцем, за допомогою спеціального ПЗ.		
	Маркування присутнє		
III. Товар із підкріпленням	Програмування і наладка перед продажем		
	Технічна підтримка проданого товару спеціалістами		
За рахунок чого потенційний товар буде захищено від копіювання: патент.			

Далі потрібно визначити цінові межі, для встановлення попередньої ціни на товар (остаточне визначення ціни відбувається під час фінансовоекономічного аналізу проекту). Аналіз проводиться експертним методом (табл.5.20)

Таблиця 5.20 – Визначення меж встановлення ціни

<i>№ n/n</i>	<i>Рівень цін на товари- замінники</i>	<i>Рівень цін на товари- аналоги</i>	<i>Рівень доходів цільової групи споживачів</i>	<i>Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар/послугу</i>
1.	Немає	90-110% від ціни нашого товару	35000-60000 грн	3099/4999 грн

Наступним кроком є визначення оптимальної системи збуту, в межах якого приймається рішення (табл.5.21):

- проводити збут власними силами або залучати сторонніх посередників (власна або залучена система збуту);
- вибір та обґрунтування оптимальної глибини каналу збуту;
- вибір та обґрунтування виду посередників

Таблиця 5.21 – Формування системи збуту

<i>№ n/n</i>	<i>Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів</i>	<i>Функції збуту, які має виконувати постачальник товару</i>	<i>Глибина каналу збуту</i>	<i>Оптимальна система збуту</i>
1.	Задоволення потреб та	Збут товару та задоволення потреб клієнтів	Глибока	Власна
2	отримання вигоди	Реклама та задоволення потреб клієнтів	Глибока	Залучена

Таблиця 5.22 – Концепція маркетингових комунікацій

<i>№ п/п</i>	<i>Специфіка поведінки цільових клієнтів</i>	<i>Канали комунікацій, якими користуються цільові клієнти</i>	<i>Ключові позиції, обрані для позиціонуван ня</i>	<i>Завдання рекламного повідомлен ня</i>	<i>Концепція рекламного звернення</i>
1.	Купівля продукції компанії для економії коштів.	Живе спілкування, Інтернет	Економія грошей на оплаті рохунків.	Показати переваги розробленого стартап-проекту, у тому числі і в порівнянні з конкурентами	Реклама в мережі Інтернет, живе спілкування із потенційним і клієнтами.

Висновки до розділу 5

У даному розділі був розроблений стартап-проект по продажу, впровадженні в масове використання АІН з ШІМ керуванням. Були проведені аудит ідеї, аналіз ринкових можливостей запуску проекту та розроблено ринкову стратегію. Проведені дослідження показують, що:

1. Проект має можливість ринкової комерціалізації завдяки наявному попиту, динаміці ринку, рентабельності роботи на ринку.
2. Проект має перспективи впровадження з огляду на потенційні групи клієнтів, бар'єри входження, стан конкуренції, конкурентоспроможність проекту.
3. Проект має достатньо сильних сторін та можливостей щоб вийти на ринок збуту.
4. Подальша розробка та імплементація проекту є доцільними з огляду на ринок.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У першому розділі було ознайомлення з загальними відомостями про перетворювачі частоти та їх класифікацією. Визначено основні показники для оцінки несинусоїдальності напруг і струмів на вході та виході напівпровідникових перетворювачів. Наведено основні енергетичні показники якості електроенергії в перетворювачах. Ознайомлення з коефіцієнтом *THD* (*Total Harmonic Distortion*) - коефіцієнт сумарних гармонічних спотворень та двома коефіцієнтами гармонічних спотворень – *THD Fund* – аналог коефіцієнта гармонік та *THD Rms* – аналог коефіцієнта нелінійних спотворень.

В ході виконання другого розділу було розглянуто засоби широтно-імпульсної модуляції, які застосовуються для підвищення якості електроенергії АІН. Наведено та описано діаграми напруг, часові діаграми та векторні діаграми при різних методах модуляції. Розглянуто режим перемодуляції в АІН та зображено діаграми модуляційних функцій цього режиму.

В третьому розділі виконано розрахунок параметрів двигуна 4АНК225М6У3, які були використані при подальшому синтезі та моделюванні. Розрахована силова частина перетворювача частоти та здійснений вибір силових елементів.

В четвертому розділі було виведено систему векторного керування швидкістю із моделі АД в синхронних координатах. Під час виводу було забезпечено полеорієнтування і асимптотичне регулювання потокозчеплення. Також було досягнуто асимптотичності регулювання кутової швидкості і досягнуто струмового керування. Таким чином розроблений алгоритм забезпечує полеорієнтування, асимптотичну лінеаризацію векторів, розв'язку керування електричними і електромеханічними координатами та умови $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0$.

Ще було виконано розрахунок пропорційних і інтегральних складових регуляторів струму та кутової швидкості при пуску з номінальним моментом.

З отриманих характеристик динамічних процесів бачимо, що в системі при розгоні, роботі з постійним навантаженням виконується полеорієнтування (бо ψ_q має дуже малі значення, близькі до нуля). Бачимо стовідсоткове відпрацювання заданої швидкості – відсутня статична похибка. Спостерігаємо виникнення невеликої похибки по швидкості при прикладанні моменту навантаження. Теж саме можна сказати і про відпрацювання заданого потоку. Спостерігаємо також незалежність магнітних процесів від механічних, тобто всі величини потокозчеплень ніяк не змінюються при зміні моменту навантаження або швидкості.

На відміну від частотного керування, при прикладанні моменту навантаження збільшується прикладена напруга і струм статора, для підтримання швидкості на постійному рівні. Спостерігаємо збільшення частоти струму при розгоні і прикладанні навантаження. Тобто векторне керування забезпечує постійність швидкості при прикладанні моменту. З графіків струму бачимо, що в системі наявне форсування для пришвидшення намагнічування системи, збільшення її швидкодії.

З графіків активної та механічної потужностей бачимо, що при заданій номінальній швидкості ККД є найбільшим. Спостерігаємо подальше зменшення коефіцієнту корисної дії при зменшенні заданої швидкості, що підтверджує необхідність вибору двигуна саме на необхідну потужність та номінальну швидкість. Також бачимо зменшення частоти компонент струму статора зі зменшенням заданої швидкості, найменшою вона є при заданій нульовій швидкості. Також при заданій нульовій швидкості спостерігаємо постійність струмів на ділянці розгону та гальмування. Коливання струмів відбуваються при прикладанні моменту навантаження.

В п'ятому розділі був розроблений стартап-проект по продажу та впровадженню в масове використання АІН з ШІМ керуванням. Були проведені аудит ідеї, аналіз ринкових можливостей запуску проекту та розроблено ринкову стратегію. Проведені дослідження показують, що:

1. Проект має можливість ринкової комерціалізації завдяки наявному попиту, динаміці ринку, рентабельності роботи на ринку.
2. Проект має перспективи впровадження з огляду на потенційні групи клієнтів, бар'єри входження, стан конкуренції, конкурентоспроможність проекту.
3. Проект має достатньо сильних сторін та можливостей щоб вийти на ринок збуту.
4. Подальша розробка та імплементація проекту є доцільними з огляду на ринок.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- 1) Сучасні перетворювачі частоти в системах електропривода: навч. посібник / М. В. Загірняк, Т. В. Коренькова, А. П. Калінов, А. І. Гладир, В. Г. Ковальчук. – 2-ге вид., переробл. і доповн. – Харків: Видавництво «Точка», 2017. – 206 с.
- 2) Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения: ГОСТ 13109-97. – Действующий от 1999-08-01. – М.: Изд-во стандартов, 1999. – 34 с. – (Межгосударственный стандарт).
- 3) Качество электрической энергии. Термины и определения: ГОСТ 23875-88. – Действующий от 1989-07-01. – М.: Изд-во стандартов, 2008. – 16 с. – (Межгосударственный стандарт).
- 4) Маевский О.А. Энергетические показатели вентильных преобразователей / О.А. Маевский – М.: Энергия, 1978. – 320 с.
- 5) Авдеев Б.Я. Основы метрологии и электрические измерения / Б.Я. Авдеев, Е.М. Антонюк, Е.М. Душин и др.; Под ред. Е.М. Душина – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 480 с.
- 6) Bierhoff M. Analytical evaluation of the total harmonic current in three phase voltage and current source converters / M. Bierhoff, F.W. Fuchs // Proc. of the 2005 European Conference on Power Electronics and Applications. – 2005. – No. EPE.2005.219447. – 10 p.
- 7) Holmes D.G. Pulse Width Modulation for Power Converters – Principle and Practice / D.G. Holmes, T.A. Lipo. – New York, USA // IEEE Series on Power Engineering, IEEE Press/Wiley InterScience, 2003. – 744 p.
- 8) Hava A.M. Carrier based PWM voltage source inverter in overmodulation range: Ph.D. thesis / A.M. Hava. – University of Wisconsin, Madison (USA), 1998. – 360 p.

9) Михальський В.М. Режим перемодуляції при керуванні автономним інвертором напруги з широтно-імпульсною модуляцією / В.М. Михальський // Техн. електродинаміка. – 2010. – № 3. – С. 33–43.

10) Liwei Zhang. A novel fundamental voltage amplitude linear output control strategy of SVPWM inverter in the overmodulation region / Zhang Liwei, Wen Xuhui, Liu Jun // Proc of the 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON2005. – 2005. – P. 1656–1659.

11) Holmes D.G. Pulse Width Modulation for Power Converters – Principle and Practice / D.G. Holmes, T.A. Lipo. – New York, USA // IEEE Series on Power Engineering, IEEE Press/Wiley InterScience, 2003. – 744 p.

12) Żelechowski Marcin. Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter-Fed Induction Motor Drive / Marcin Żelechowski. – Warsaw University of Technology (Poland), 2005. – 175 p.

13) Bolognani S. Novel Digital Continuous Control of SVM Inverter in the Overmodulation Range / S. Bolognani, M. Zigliotto // IEEE Trans. on Industry Applications. – Mar./Apr. 1997. – Vol. 33, No. 2. – P. 525–530.

14) Hava A.M. Dynamic Overmodulation Characteristics of Triangle Intersection PWM Methods / A.M. Hava, S.K. Sul, R.J. Kerkman, T.A. Lipo // IEEE Trans. on Industry Applications. – July/Aug. 1999. – Vol. 35. – P. 896–907.

15) А. Э. Кравчик Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А.Э. Кравчик, М. М. Шлаф, В. И. Афонин, Е. А. Соболенская. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 504с.

16) Вольдек А.І. Електричні машини, Підручник для студентів виш. техн. закладів, 3-є видання, Енергія, 1978, 832 с.

17) Параметри електричних елементів URL: <http://www.radio-komplekt.ru> (дата звернення 15.10.2020).

18) Параметри електричних елементів URL: <https://eu.mouser.com> (дата звернення 15.10.2020).

19) Параметри електричних елементів URL: <http://www.acdcshop.gr> (дата звернення 15.10.2020).

20) Параметри електричних елементів URL: <https://www.chipdip.ru> (дата звернення 15.10.2020).

21) Параметри електричних елементів URL: <http://www.tems.com.ua> (дата звернення 15.10.2020).

22) Параметри електричних елементів URL: <https://ldtn.ru> (дата звернення 15.10.2020)

23) Novoty D. W. and Lipo T. A. Vector Control and Dynamics of AC Drives. –New York: Oxford University Press Inc, 2000.

24) Теорія мехатронних систем – 1: Методичні вказівки до виконання розрахунково-графічної роботи для студентів заочної форми навчання напрямку підготовки 6.050702 – "Електромеханіка" спеціальності "Електромеханічні системи автоматизації та електропривод" / Уклад: С. М. Пересада, С. М. Ковбаса. –К.: НТУУ "КПІ", 2011 р. –96 с.

25) Пересада С. М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Часть I. Проблемы векторного управления в асинхронном электроприводе: краткий обзор и формулировка проблемы // Техн. електродинаміка. –1999. –№ 2. –С. 27–32

26) Пересада С. М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Часть II. Синтез алгоритма отработки модуля потока и угловой скорости // Техн. електродинаміка. –1999. –№ 4. –С. 26–31.

27) Что такое стартап-компания : Електронні текстові дані від EAS Enterprise Estonia URL: <http://www.eas.ee/ru> (дата звернення 19.11.2020).